

FM收音機

林　創著 · 香港萬里書店出版

林　創著



FM收音機

香港萬里書店出版

F M 收 音 機

林 釗著

出 版 者： 香 港 萬 里 書 店
北角英皇道486號三樓
(P. O. BOX 15636, HONG KONG)
電話：H-712411 & H-712412

承 印 者：上海印刷有限公司
香港銅鑼灣謝菲道498號

定　價：港 幣 十 元

版權所有＊不准翻印

（一九七一年七月版）

前　　言

由於無線電技術日益發展，人們對廣播音響的要求越來越嚴格；調頻（FM）廣播較調幅（AM）廣播有更高的傳真度，因此，調頻廣播在世界各地有越來越普遍的趨勢。

基此，對調頻收音機原理的認識與技術的掌握，已成爲無線電從業員及業餘愛好者的必修課程，本書是適應讀者們這一需要而編寫的。在説明原理方面，筆者力求做到顯淺通俗，涉及實際技術時則不厭求詳；書中選取的幾個較具代表性的製作線路，均經筆者試裝，證明效果良好，在文內詳細説明銲製的步驟及校驗方法，務使初學者都可以仿製，得到預期的效果。

本書收集的資料、原理説明，以及製作方法，筆者在能力範圍內都力求證明無誤，然一己之力畢竟有限，掛一漏萬，在所難免，遺誤之處，還望高明不吝賜教，俾再版時得以改正。

林　創

1970年秋於香港

目　次

前　言

第 一 章　調頻廣播的意義……………………………………1

1·1 調頻訊號中的頻率變化……………………………………1

1·2 調頻訊號中的音頻調制……………………………………3

1·3 調頻廣播的優缺點……………………………………5

1·4 調制訊號的預加重與去加重……………………………………7

1·5 調頻收音機的特點……………………………………9

第 二 章　斜率檢波鑑頻器……………………………………11

2·1 調頻訊號的斜率檢波……………………………………11

2·2 三調諧回路鑑頻器……………………………………13

2·3 中點調諧回路鑑頻器……………………………………17

第 三 章　限幅器……………………………………22

3·1 調頻訊號的削幅……………………………………22

3·2 限幅的作用……………………………………23

3·3 柵漏偏壓的作用……………………………………25

第 四 章　比率檢波器……………………………………28

4·1 線路結構……28
4·2 穩定電壓……29
4·3 音頻輸出訊號……30
4·4 實際線路……31
4·5 單端比率檢波器……33
4·6 比率檢波器收音機的特徵……34

第五章 正交鑑頻器……35

5·1 正交柵極……36
5·2 閘控作用……37
5·3 線路工作……37
5·4 調幅拒却能力……39
5·5 鎖式振盪狀態……39

第六章 中頻放大級……41

6·1 頻寬要求……41
6·2 Q值與增益……42
6·3 調頻調幅兩用中放級……46

第七章 高頻頭……49

7·1 高放級……51
7·2 高頻放大器線路……55
7·3 混頻級……60
7·4 本機振盪級……61

第八章 自動頻率微調……64

8·1 動作原理……64
8·2 電抗管控制器……66
8·3 電容二極管控制器……70

第九章 超再生接收原理……71

9·1 超再生的形成……71
9·2 超再生的兩種形式……75
9·3 熄滅電壓的取得……78
9·4 超再生式接收的缺點……80

第十章 調頻收音機各級的校正……81

10·1 去加重電路……82
10·2 相移鑑頻器……84
10·3 比率檢波器……95
10·4 正交鑑頻器……97
10·5 限幅器……100
10·6 中頻放大級……104
10·7 本機振盪級與混頻級……109
10·8 高放級……111
10·9 高頻頭的統調……114

第十一章 調頻收音機的裝製要點與零件的認識……117

11·1 零件佈置的要點……117
11·2 接線方面須知……121
11·3 調頻收音機零件的特點和結構……126

第十二章 超再生式收音機的裝製……135

12·1 附音頻放大的6AQ8超再生式收音機……135
12·2 6AK5 單管超再生機……139
12·3 多波段用的超再生機……141

第十三章　用印刷線路板的五管收音調諧器的製作……146

13·1 設計要點……146
13·2 線路說明……148
13·3 安裝方法……153
13·4 調整手續……164

第十四章　八管調頻調幅兩用收音機的製作……169

14·1 調頻部份之線路……169
14·2 調幅部份之線路……170
14·3 裝製及校準……175

第十五章　四種調頻收音調諧器製作範例……185

15·1 AFC 相移鑑頻調頻收音調諧器……185
15·2 用自繞線圈的調頻收音調諧器……197
15·3 正交鑑頻器調頻收音機……205
15·4 六管調頻收音擴音機……208

第十六章　超短波天線……216

16·1 電波的傳播情況……216
16·2 天線的設計……218
16·3 特性阻抗……220
16·4 天線的方向性……223

16·5 天線的極性……227

第十七章 超短波天線的架設……229

17·1 最簡單的偶極天線……230
17·2 兩單元偶極天線……234
17·3 三單元偶極天線……235
17·4 四單元摺合偶極天線……238
17·5 室内天線……241

第十八章 脈冲數算檢波式收音機……247

18·1 脈冲數算檢波器之優點……247
18·2 脈冲數算檢波器工作……248
18·3 實際線路……252

第十九章 調頻廣播的多路傳送……258

19·1 立體聲廣播的沿革……259
19·2 多路傳送立體聲廣播原理……260
19·3 開關轉換法構成的合成波形……267
19·4 多路傳送訊號的接收……268
19·5 譯碼器的連接方法……271

第二十章 立體聲接收譯碼器……273

20·1 立體聲譯碼器……274
20·2 倍頻及解調制……277
20·3 Motorola HS-996 譯碼器的線路分析……280
20·4 Zenith 9H21 譯碼器的線路分析……283

20·5 RCA RK - 295 譯碼器的線路分析……………………………286
20·6 基本的晶體管譯碼器線路………………………………………291
20·7 Philips 晶體管譯碼器的線路分析 ………………………………293
20·8 Fisher TFM 1000 專業型晶體管譯碼器的線路分析………294

第一章　調頻廣播的意義

在一般的調幅（AM）廣播中，發射台所送出的高頻載波，其幅度是隨着調制聲音訊號的振幅而不斷變化的。但調頻(FM)廣播所送出的高頻載波，其振幅是永遠相等，惟載波的瞬時頻率却是隨調制的聲音訊號電壓而改變。調頻廣播較一般的調幅廣播有很多的優點，最主要的，莫如是在調頻接收中可以免除噪聲及其他的干優。

1·1　調頻訊號中的頻率變化

要明白怎樣才產生調頻的訊號，可以用圖 1—1 這個稱爲擺頻訊號發生器（Wobbulator）的電路來説明。線圈 L 與電容器 C 組成振盪器的諧振電路。與諧振電路並聯的，是一個可以作 360° 轉動的微調空氣可變電容器 C_T，可變電容器的轉軸由一個馬達來驅動，使動片可以不停地在定片處轉出及轉入，以便使振盪器的頻率不斷往復變化。於是，由這擺頻訊號發生器的輸出，就得到頻率調制的高頻訊號。

假定 C_T 的動片在旋入至定片一半時，振盪器的頻率是 100KHz，當動片由這一半處旋出及旋入，振盪的頻率就從 100KHz 這個中間數值作升高及減低的變化。在動片完全旋入時，諧振電路增加的電容量最大，振盪器輸出的頻率也最低；動片完全旋出時，振盪器的頻率則處於最高。當可變電容器的電容量在這最大及最小的兩極端内不斷變化時，振盪頻率也不停地繞着 100KHz 這個中心頻率而增至最高及減至最低。若

可變電容器 C_T 轉動一周的時間是 1/50 秒，則振盪器輸出的高頻訊號

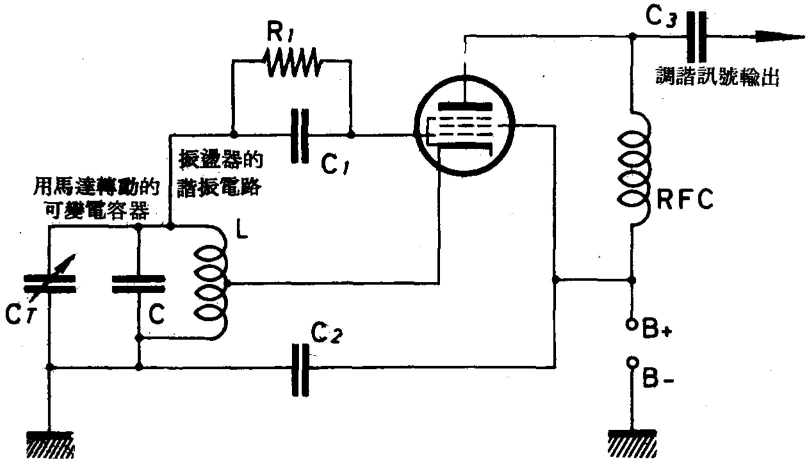


圖1—1　擺頻訊號發生器的電路

將如圖 1—2 所示，即振幅恆保持一定，而頻率則不斷往復變化。

要注意的是頻率的擺動變化（圖中所示爲 ±20KHz）與擺動的重複次數(圖中所示爲每秒 50 次)這兩者的區別。在這個例子中，每秒重複 50 次的頻率擺動即爲馬達轉動可變電容器的每秒次數；而自 100KHz 中心頻率作 20KHz 的頻率擺動變化，則是決定於可變電容器的電容量改變程度。因此，頻率可以作任何程度的擺動而與重複之次數無關。以同樣每秒 50 次的重複率來說，載波的擺動可以是 ±30KHz 或 ±50KHz 不等，而決定於電容量的改變程度。同理，祇要將可變電容器的轉動速度改變，同樣爲 ±20KHz 的頻率擺動，它的重複率就會高於或低於每秒 50 次的數字。

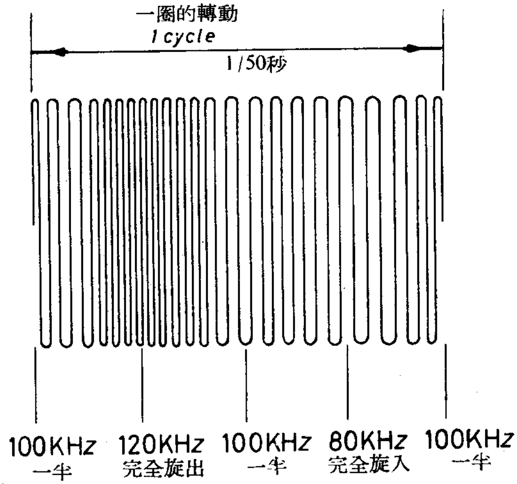


圖1—2　可變電容器的動片位置

1・2　調頻訊號中的音頻調制

圖 1—3 所示，是音頻電壓對高頻載波造成調制的四個例子。圖中假定一個振幅爲 10V 的音頻訊號對一個 100KHz 載波調制會產生 20KHz 的頻率改變；並假定調制是直線性的，即一半的音頻電壓頻率變化也衹有一半，兩倍的音頻電壓，頻率改變也增一倍。注意在四個例子中，音頻電壓的高低決定了頻率擺動的程度；而擺動的重複率則決定於音頻的頻率。

以圖 1—3 (a) 的 1000Hz 音頻電壓來說，當音頻調制電壓爲零值時，發射訊號的輸出頻率是 100KHz；因爲這時載波頻率沒有調制訊號。當有調制訊號時，發射的頻率就不停地在 100±20KHz 間的數值內

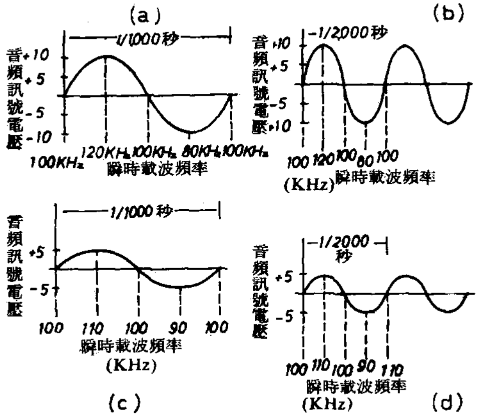


圖1—3　音頻電壓對高頻載波造成的四個例子

改變。如果頻率是在正值的調制電壓時增加，則在負值時頻率便減低。這樣，在音頻的正半周時，瞬時頻率會由100KHz增加至120KHz的最高值；在音頻電壓的0至+10V間，頻率則在100至120KHz內。在負半周，當音頻電壓在0與－10V間，輸出的頻率則在100至80KHz内變化。

圖1—3(b)的音頻電壓造成的頻率擺動程度與圖1—3(a)的相同，因爲兩者的音頻振幅都是10V。但這時發射訊號完成這一頻率擺動的重複率，却變成是每秒2000次，因爲音頻調制頻率是2000Hz。故受到2000Hz音頻訊號電壓調制的載波在完成其兩次的頻率擺動週期時，受1000Hz音頻調制的載波祇完成其一次的頻率擺動。所謂一次的頻率擺動，是指自中心頻率到達最大值，再跌回中心頻率然後到達最低值，最後又返回中心頻率的一個週期。

在圖 1—3(c) 的音頻調制電壓，最大的頻率變化已經不是 20KHz 而是祇有 10KHz，因爲音頻訊號的峯值祇有 5V；輸出訊號的擺動重複率則是每秒 1000 次。從圖 1—3(d) 的調制電壓來說，由於音頻訊號是 5V，頻率變化的最大值仍然是 10KHz，但變化的重複率却是每秒 2000 次，即等於音頻訊號頻率。

綜上所述，發射載波的頻率變化程度，是決定於音頻訊號的振幅，因此不能與音頻訊號的頻率相混淆。而音頻調制電壓的頻率，則造成載波頻率擺動的重複次數。在收音機重放出來時，這擺動的重複率則決定了聲音的音調；而音頻電壓的大小所造成的頻率擺動程度，則造成了聲音的響度。下表列出調頻及調幅訊號兩者特性上的分別：

調　　頻	調　　幅
載波幅度一定。 載波頻率隨調制訊號而改變。 調制電壓的幅度决定高頻載波的頻率。 調制訊號頻率即載波頻率的變化重複率。	載波幅度隨調制訊號而變化。 載波頻率一定。 調制電壓的幅度决定高頻載波的振幅。 調制訊號頻率即載波振幅的變化率。

1·3　調頻廣播的優缺點

調頻接收的最大優點，就是它可以將一切干擾所造成的影響從所需接收的訊號中除去。這些干擾可以是由其他調頻或調幅電台而來的調制載波、大氣或人爲的靜電及收音機等產生的噪聲。這些干擾訊號大部是以調幅的形式出現，祇有少數是調頻的。對於調幅變化的干擾，由於調頻收音機所接收的是等幅載波，因此就可以在機內加一級限幅器將一切

調幅成份除去。對於調頻變化的干擾，由於噪聲所引起的頻率調制遠比發射台的調頻訊號小得多，故造成的噪聲響度也比聲音響度低得多。另一方面，因爲在調頻收音機中出現時，噪聲響度是與其頻率成正比的，噪聲頻率低，響度也就很弱。因此，對於人耳最爲敏感的低頻噪聲也就微不可覺了。

發射效率　由於調頻廣播的載波幅度是一定的，因此就可以用低電平的調制，並將發射機造成丙類工作的形式，使對調頻訊號得到最高效率的放大。由於這些因素，使調頻廣播的發射台可以較小而且更經濟。

廣播頻帶　由於調頻訊號的頻率擺動很闊，因此調頻廣播祇能在VHF或UHF的頻段上（即超短波或極短波頻段上）。調頻廣播的專用頻段，除了日本是80至90 MHz，及美國的88～108 MHz外，其他各地也有用87～100MHz的，而每電台的頻寬則容許有200KHz。但由於調頻廣播必須用超短波頻段，使它的訊號祇能在發射台的視在範圍內接收得到；從同一的發射功率來說，其可及距離與一般的535～1605KHz頻段內的電台比較起來，仍相差很遠。

音頻頻率範圍　在一般的廣播頻段內，由於電台的分佈非常擠逼，每一個調幅廣播電台的最高音頻調制頻率是大約限制於5至10KHz左右；而調頻廣播由於是用VHF的超短波段，因此音頻調制的頻率就可以廣闊得多。當然，如果調幅電台也用超短波段來廣播，是同樣可以得到很闊的頻寬的，例如英國405制的電視廣播就是很好的例子，但用超短波頻段來作爲調幅廣播是有很多弊點的，這裏就不再詳細論及了。

一般調頻廣播電台所用的音頻調制頻率範圍爲50至15,000Hz，這一數字與現在高度音響傳真的要求正相同。當然，如果要將音頻範圍更加推廣還是可以的，但這將牽涉到收音機音頻部份能否作同樣廣闊響應的問題。

多向性接收　因爲調頻訊號的瞬時頻率是每一時間不同的，如果經

過各方面折射而到達天線以進入收音機的訊號，在同一時間它們的頻率將是不同的；因此，分別由各方面折射而來的多路訊號就產生了互差的作用，在收音機中形成一種頻率不斷變化的叫聲。這變化的頻率，可以造成一種吼聲，其情形即如在擴音機中出現非線性失真時相似。幸而這種缺點可以用方向性較佳的接收天線來避免。

1·4　調制訊號的預加重與去加重

在調頻訊號中，音頻調制的較高音域之幅度通常都比較低弱，這是因爲高音域訊號均爲主音調的諧波，所以它們的頻率擺動一般均較小。爲了補救這一弊點，在調頻廣播中，通常都將音頻調制的較高音頻率之幅度在加入發射機時先加予預加重（Pre-emphasis），即在調制前將高音頻率之幅度提高。這種做法一方面是使它在發射訊號中得到較大的頻率擺動，另一方面也提高了它的訊號與噪聲比。在收音機中，音頻訊號要經過去加重（De-emphasis）的處理，以將曾被提高的部份予以抑低，才可以得到符合於原來音頻振幅的訊號。

一般調頻廣播發射機是將音頻調制訊號通過一個時間常數爲50微秒（μsec）的阻容（RC）電路，以將高音加重。在收音機方面也需要有一個同樣時間常數的去加重電路，但它的作用却相反，它是要將音頻的較高音域之振幅減低。圖1—4所示的這個低通RC濾波器就是最常被接於調頻收音機的檢波輸出電路上，這個去加重網絡將加在音頻放大級的高音頻率衰減。因爲旁路電容器C對於頻率越高則電抗越小，故經過去加重的音頻電壓，較高之音頻其振幅自然就較低。以一個50微秒的時間常數來說，濾波器會對1000Hz以上的頻率開始起衰減(見圖1—5)。

音頻電壓這種一增一減的加重過程，表面看來似乎無什麼重大的意義，但它最大的利益是在訊號與噪聲比的實質提高。理由是：訊號在未受到干擾之前已經被預加重，在干擾加入之後，干擾與訊號却同時受到

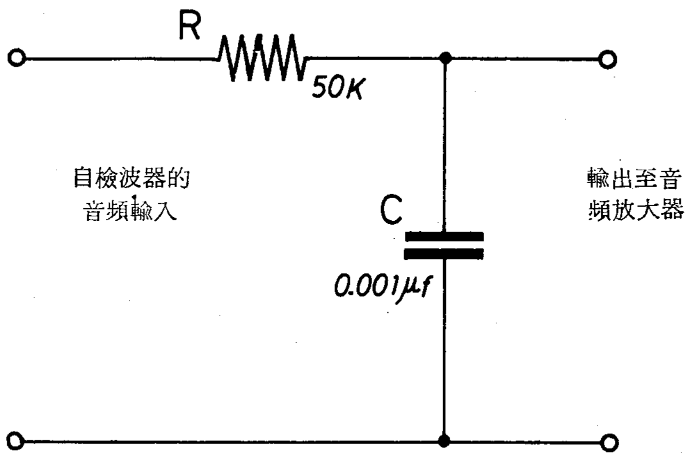


圖1—4　　低通ＲＣ濾波電路

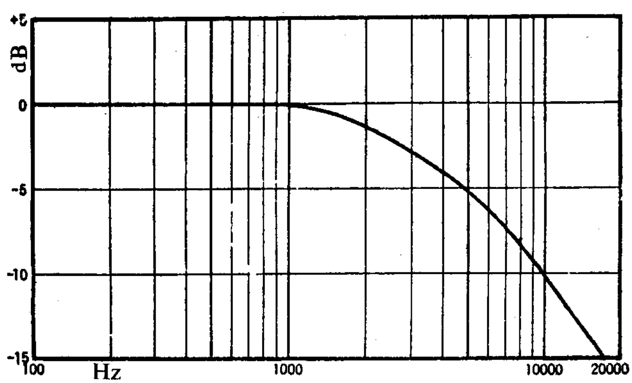


圖1—5

去加重，故即是訊號被變回正常的水平，而干擾則變得低於原本之水平以下。用預加重的方法將訊號與噪聲比提高，在調頻廣播中會較調幅廣播更爲有效。因爲調頻訊號的噪聲電平是隨着音頻頻率的升高而加大，而同時，去加重電路對最高的音頻頻率衰減最厲害。

1·5 調頻收音機的特點

調頻收音機的結構一般是用超外差的形式，即與普通調幅收音機的相同。調頻訊號本身並不影響收音機的差頻過程，因爲混頻後所得出的中頻，仍然是依照着原來訊號的頻率擺動而變化，不過擺動所遵循的，是一個較低的中心頻率而已。

調頻超外差收音機的結構方框圖，如圖 1—6 所示。它與普通調幅超外差收音機比較起來，不過是多了限幅器與鑑頻器兩級而已。高放、混頻與本機振盪三級，一般大多數是合裝在一個廠製的稱爲高頻頭的結構內。由於調頻廣播的頻率較高（88～108MHz），因此中頻頻率一般定爲 10.7MHz。

中頻頻寬 調頻廣播的訊號，其最大頻率擺動爲 ±75KHz，因此，調頻收音機的中頻頻寬就必須最少有 150KHz。與調幅收音機比較起

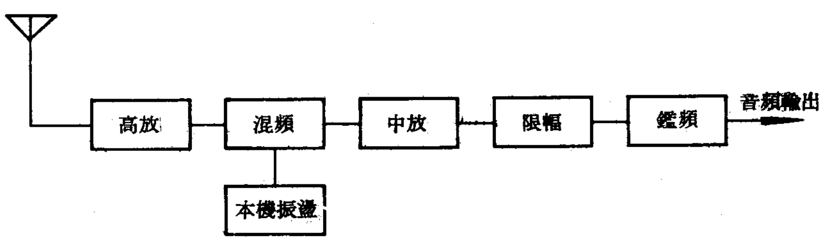


圖1—6 調頻超外差式收音機的結構方框圖

來，這個頻寬數率似乎很大；但由於所用的中頻頻率較高，頻寬所佔的，不過是中頻頻率的百分幾而已，故這樣的頻寬其實是很容易取得的。以 10.7MHz 調頻收音機的中頻來說，一個 150KHz 的頻寬，不過是中頻頻率的 1.4% 而已；而以調幅收音機的 455KHz 中頻來說，一個 5KHz 通頻帶所佔的，亦是 1.1%，故兩者的頻寬均不過是佔中心共諧頻率的一個極低百分率而已。

調頻及調幅的中頻電路兩者最大的分別，是在窄頻帶所引起的訊號失真效果的問題。在調幅收音機，中頻頻寬不足所引起的，是檢波後音頻訊號的高頻響應損失；但這種頻率失真的效果，對音響實際不會造成很大的影響。而在調頻收音機中，中頻頻寬過窄，將不足以有效地響應最大的頻率偏移，於是造成較響訊號的振幅失真，其結果是使造成的音響模糊難辨。故足够的頻寬對接收調頻訊號來說，是完全必要的。

調幅訊號的拒斥　由於調頻收音機所要接收的，是等幅而頻率變化的訊號，因此就可以在收音機中加入限制訊號幅度的設備，以將調幅成份的干擾除去而絕不造成調頻訊號的失真。在圖 1—6 中，中放級以後的就是限幅器；它實際上也是一個中放級，不過它的直流工作電位是做成使電子管作用於一個飽和放大器而已。限幅器的輸入訊號無論是作怎樣大的振幅變化，其輸出端的中頻訊號，必然保持一定的幅度。

調頻訊號的檢波　在調頻訊號中，因爲音頻調制的方法與調幅訊號時的不同，因此，一般的調幅收音機的振幅檢波器是無法對調頻訊號進行檢波的。要對調頻訊號進行檢波，必須先將調頻訊號變成調頻調幅訊號，鑑頻器就是用來完成這一任務的。圖 1—6 限幅器後的，就是鑑頻器或者也稱爲頻率檢波器。它是一個平衡的雙二極管檢波器，二極管可以是電子管或晶體管的。

有些調頻收音機並不用限幅器與鑑頻器這種組合形式，而採用一種對調頻訊號中的其他振幅變化訊號不起作用的調頻檢波器，例如比率檢波器就是一種，因此就無須使用限幅器。

第二章　斜率檢波鑑頻器

2・1　調頻訊號的斜率檢波

上一章曾經述及：自載波中心頻率偏移的頻率擺動變化程度，是決定於音頻調制電壓的振幅。當調頻訊號的載波頻率落在中頻響應曲線的傾斜部份，載波訊號的頻率變化就被轉換爲相應的振幅變化（請參看圖2—1），這種振幅變化是因爲高於或低於載波的頻率之中頻增益不均所致。因此，得到的中頻輸出的幅度就隨着音頻的振幅而變化，同時它的頻率也如前地不斷改變。爲了更明白地説明這一點，下面比較詳細地解釋一下這種變換過程。

利用響應曲線的傾斜部份來進行頻率檢波，將調頻訊號變成調頻調幅訊號，主要是基於並聯調諧電路的諧振特性。先來看圖2—2（a）這個單回路調諧放大器，它的輸出端負荷是一個並聯調諧電路。若在輸入端加入一個頻率不斷變化的訊號，當訊號頻率等於放大器調諧電路的諧振頻率時，調諧電路處諧振狀態，它對訊號呈最大之阻抗，故放大器之輸出訊號電壓最大。若訊號頻率升高或降低，放大器之調諧電路處失諧狀態，它對訊號所呈之阻抗隨而降低，放大器之輸出訊號電壓也就跟着減小；失諧越嚴重，輸出訊號電壓就越低。如果用圖2—2（b）這條曲線來表示就最爲清楚。這條曲線是稱爲並聯調諧電路的諧振特性曲線，它表示了放大器輸出訊號電壓之大小與輸入訊號頻率的關係。

若放大器輸入的是一個調頻訊號，而它的載波中心頻率 f_c 恰落在

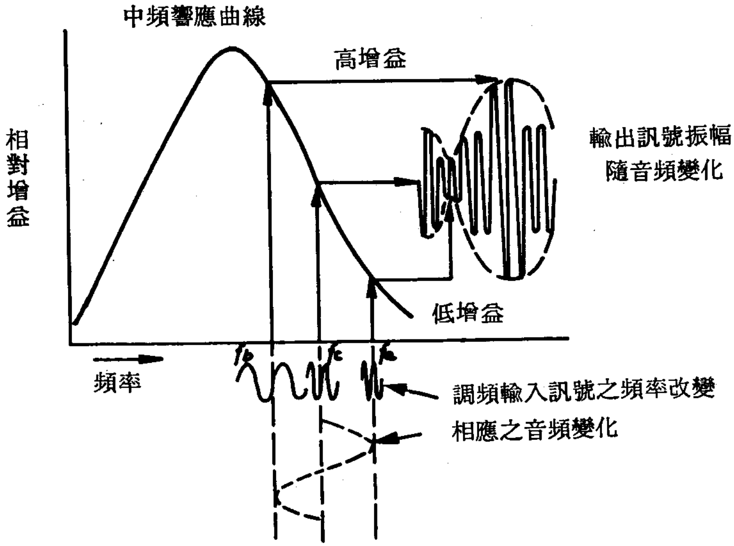

中頻響應曲線
高增益
相對增益
輸出訊號振幅
隨音頻變化
低增益
頻率
調頻輸入訊號之頻率改變
相應之音頻變化

圖2—1

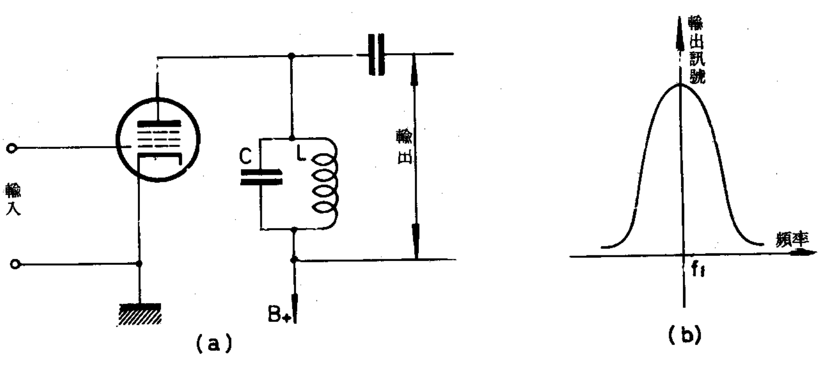

C
L
輸出
輸入
B+
(a)
輸出訊號
頻率
f_I
(b)

圖2—2

諧振特性曲線(或中頻放大器響應曲線)一邊斜坡的中點上，即如圖2—1所示。這時，當調頻訊號的頻率按 f_b、f_c、f_a 變化時，放大器輸出的，就是一個既調頻又調幅的高頻訊號，將這高頻訊號接至一個普通的振幅檢波器進行檢波，就得到原來的音頻調制訊號；因爲輸入至振幅檢波器的既調頻又調幅的高頻訊號，其振幅變化是相當於調頻訊號的頻率偏移變化，而這頻率偏移又實在是相應於音頻調制訊號的振幅變化。在檢波器的輸出端並接有中頻濾除設備，使檢波後的調頻載波成份被除去。

輸出音頻電壓的頻率自然也相當於原來音頻調制訊號的頻率，因爲它的振幅變化率相同於調頻訊號的頻率擺動重複率。讀者只要仔細研究圖2—1，當可得到明確的觀念。

斜率檢波過程的最主要重點，是它提供了調頻檢波的兩個最基本要求：(1)將調頻訊號轉變爲具有相應於頻率擺動的振幅變化訊號；(2)將所成之振幅變化訊號加予檢波而得出音頻訊號。一般來說，一具普通的調幅收音機實在也可以進行調頻廣播的接收，因爲衹需要將與檢波器連接的中頻變壓器線圈稍作失調，就可以將調頻訊號進行斜率檢波。

2·2　三調諧囘路鑑頻器

圖2—3所示，是一個應用上述斜率檢波原理，採用三調諧回路的雙二極管平衡檢波鑑頻器線路。每一只二極管都是一獨立的檢波器而有本身的負荷電阻。當正訊號電壓加在 D_1 的屏極與陰極間，屏流通過 L_1 自陰極流向屏極，並藉二極管負荷電阻 R_1 再回路至陰極。旁路電容器 C_1 作中頻濾除器，這與普通調幅收音機檢波器上的相同。因此，當正訊號電壓加在 D_1 時，整流電流在 R_1 上產生一個 IR 的電壓降，電壓降在陰極的一端爲正，即如圖中所示。

同理，當正訊號電壓加於 D_2，屏流經 L_2 而由陰極向屏極，並藉

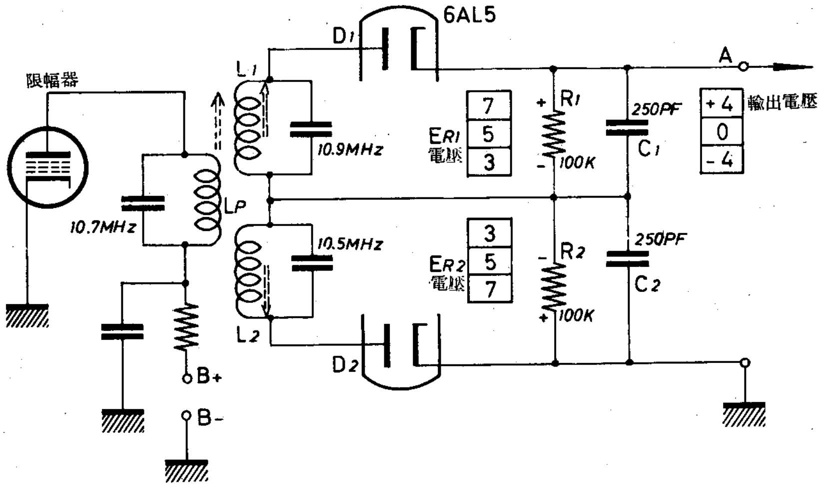


圖2—3

R_2 再回路至陰極。而在 R_2 產生一IR電壓降以陰極一端爲正，其在電路上的極性接法剛與 R_1 上的電壓相反。故這鑑頻器內之兩二極管的直流輸出電壓，可以看成是作相反的串聯接法。

若加在兩二極管之中頻訊號電壓爲相等，例如設爲5V，則在 R_1 及 R_2 兩端之電壓將相等，即各自有接近於5V的數值。但因爲音頻輸出電壓是取自兩陰極負荷電阻的地端與圖中A的兩點上，故輸出電壓是包括了 R_1 及 R_2 上之電壓，而這兩電壓又是作反向的串聯，故自A與地端兩點所得的輸出電壓，實際是相當於兩整流電壓之差。若兩二極管負荷電阻上之電壓相等，則所得之輸出電壓爲零。即加在兩二極管之中頻訊號電壓若相等，兩整流輸出電壓亦必相等而音頻訊號電壓之輸出爲零。

音頻輸出電壓 設若加在兩二極管之訊號電壓爲不等，例如 D_1 的屏壓自5V增至7V，而 D_2 之訊號則相應減至3V。這時 D_1 將有較多

屏流通過，在 R_1 因而產生一個較大的 IR 電壓降；D_2 因爲通過的電流較少，R_2 上的電壓降自然低於 5V 時的數值。

R_1 上電壓既然增至 7V，而 R_2 上却降至 3V，由於這兩者電壓的不平衡，在 A 點的總輸出電壓，就是 7V 與 3V 之差，因爲正電壓較大，故即爲對地端有正 4V 的電壓。

若上述的訊號電壓相反，即 D_2 爲 7V、D_1 爲 3V；R_2 上的電壓降將有 7V，R_1 上電壓降則祇有 3V。在這情形下，A 端仍有 4V 的電壓輸出，但却是對地端爲負的電壓。

中頻輸入電壓 現在來看一下這個三調諧回路耦合電路怎樣將中頻訊號加在兩二極管上，而能够將訊號的頻率擺動變換爲振幅變化。先假定調頻訊號的瞬時頻率是偏向高於中心頻率，因爲訊號頻率較接近於 L_1C_1 這個調諧回路的共諧頻率，故在這一個次級調諧回路所得之訊號電壓就較大；但在 L_2C_2 這個次級調諧回路之電壓則較在中心頻率時爲低，因爲訊號頻率比較遠離它的共諧頻率，故祇要頻率是偏高於中心頻率，D_1 所得之訊號電壓較 D_2 爲多，D_1 即較 D_2 有較大的檢波輸出電壓，在 A 點的總輸出電壓就必爲正。當調頻訊號偏向低於中心頻率，L_2C_2 這個調諧回路所得之訊號電壓較多，因而在 A 點的總輸出電壓就必爲負。由是，祇要初級線圈調諧於中心頻率，並有足够廣闊的響應，以便對調頻訊號的整個頻率擺動範圍有均勻的響應，兩個次級回路就可以交替地將較大或較小的中頻訊號加在兩二極管上。這些幅度變化剛好相應於調頻訊號的頻率變化。

鑑頻器的響應曲線 圖 2—4 是這平衡檢波器的典型 S 狀鑑頻器響應曲線，在中心頻率輸出爲零，高於中心頻率輸出電壓爲正，並且隨頻率擺動越偏開中心頻率而電壓越升高。同樣，當輸入訊號低於中心頻率，輸出電壓爲負。若將二極管的極性接法相反，所得的 S 狀曲線仍然不變。

這條響應曲線的合成，實在就是由兩個次級調諧回路各自的響應曲

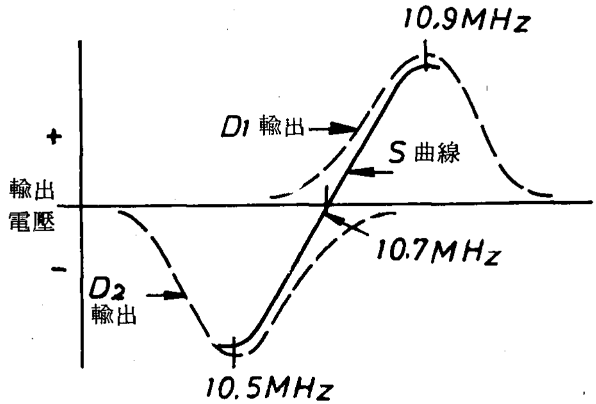


圖2—4

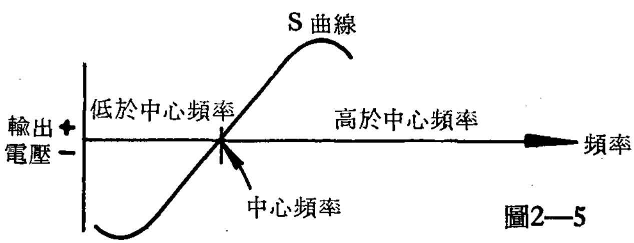


圖2—5

線的斜坡合成所致。由於兩二極管作平衡的接法，兩響應曲線所造成的輸出電壓是極性相反。鑑頻器響應曲線的負峯及正峯是分別在兩個次級調諧回路的共諧頻率上。這兩個峯點的分離程度，必須使鑑頻器響應曲線的直線部份足以容納訊號的總頻率擺動。曲線的直線部份，大約是兩峯點距離的一半。當調頻訊號輸入時，瞬時頻率就可以在S曲線的直線部份上下擺動，以產生不失真的相應振幅變化。這條S狀響應曲線是任何調頻檢波電路的必備特徵（參看圖2—5）。

三調諧回路鑑頻器（Triple-tuned discriminator）也稱爲失諧回路（Stagger-tuned Circuit）或雙失諧回路鑑頻器，也有稱之爲他域士（Travis）鑑頻器的。它的特點是S曲線直線性良好，因而得到忠實的直線檢波，以變換出原來的音頻調制。但要將三個調諧回路校準得到平衡的相互耦合往往是比較困難的，因此這種三調諧回路的接法一般較少用。

2·3 中點調諧回路鑑頻器

圖2—6是祇用兩個調諧回路的平衡鑑頻器線路；兩個回路均調諧於中心頻率上。它是最普遍被採用的鑑頻器電路，通常稱爲相移式（Phase-shift）或西利（Foster-Seeley）鑑頻器，亦有人稱之爲雙耦合回路鑑頻

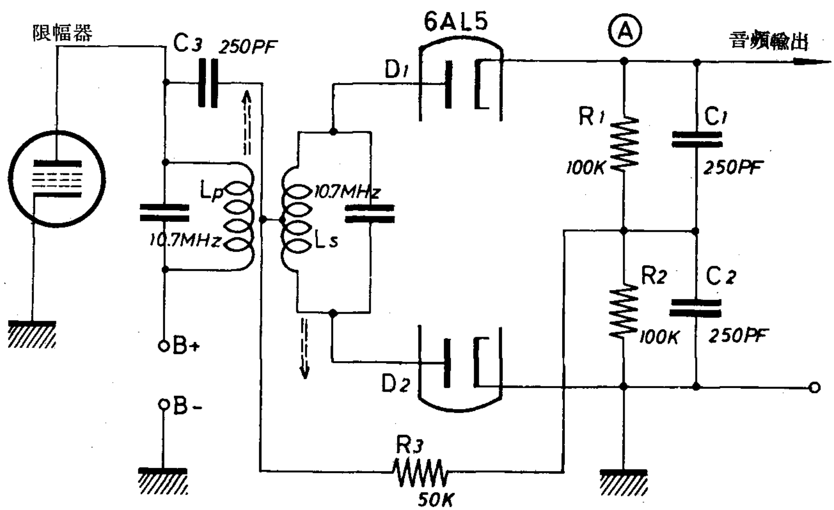


圖2—6

器，它的動作原理也是基於斜率檢波的過程。L_p 及 L_s 爲中頻變壓器的初級及次級線圈，用以將由限幅器的訊號以電感耦合至檢波級。但訊號電壓亦同時由交連電容器 C_3 自初級耦合至次級的中心抽頭；C_3 對訊號頻率來說，其電抗是低至可以忽略的。負荷電阻 R_3 用作二極管屏極的直流回路，而同時亦使初級保持一個負荷阻抗。負荷電阻 R_3 也可以用高頻扼流圈來代替。

平衡檢波 兩二極管檢波器也是作平衡的接法，即與三調諧回路檢波器的完全相同。當相等的訊號電壓加於兩二極管上，每只陰極負荷電阻上之檢波輸出電壓亦相等，這兩個反向串聯電壓的總輸出爲零。當訊號電壓爲交互地在一隻二極管上增加，而在另一隻二極管上減少，就得到正或負的總輸出電壓。

耦合電路 當調頻訊號的頻率改變時，加在兩二極管之中頻訊號電壓是藉着限幅器與鑑頻器間之耦合接法而建成振幅的變化。要留意一點，就是訊號由限幅器耦合至鑑頻器是同時由兩條途徑進行的：一是由中頻變壓器的電感耦合，二是由 C_3 交連；後者是與 L_p L_s 的互感完全無關的。次級線圈的感應電壓是以推挽的形式加於兩二極管的屏極，而由中心抽頭回路至陰極。由初級處的直接交連電壓則是並聯加於兩二極管，這兩二極管均在同一點處與初級相聯。這樣，在兩二極管上之中頻訊號電壓是由兩方面合成的，一是作推挽形式而加上之次級感應電壓，二是作並聯而加於兩二極管之初級電壓。

在中心頻率，次級電壓 E_s 與初級電壓 E_p 有 90° 的異相；這個相位關係是由於次級調諧於共諧頻率所致。通常，一個變壓器之次級若共諧，在次級共諧回路上之電壓將與初級之電壓有 90° 的異相。同時，若加入之訊號變化至高於或低於共諧頻率，相位角度會跟着大於或低於 90° 的差異。由於鑑頻器之變壓器的初級與次級均調諧於中頻的載波頻率，此亦即調頻訊號的中心頻率，次級與初級在中心頻率處之電壓因此

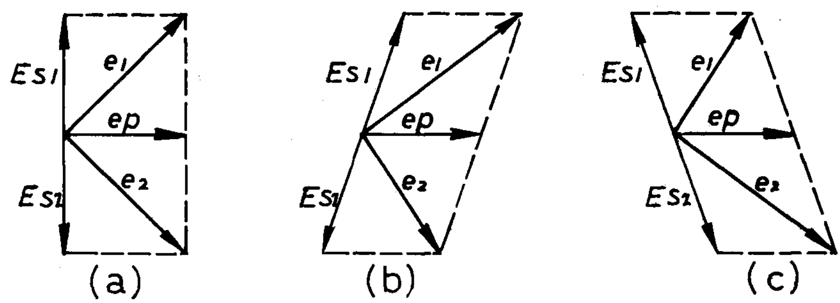


圖2—7　矢量圖

有 90° 的相位差。這兩電壓被同時加於二極管檢波器，它們之相位關係示於圖 2—7 的矢量圖。

圖 2—7（a）爲調頻訊號在中心頻率共諧時的情形。當次級調諧回路處於共諧，E_p 與 E_s 有 90° 的相位差；要注意 E_s 是被中心抽頭分成兩個相等而極性相反的電壓 E_{s1} 及 E_{s2}。因此，初級與次級電壓之 90° 相位差就造成 E_p 滯後 E_{s1} 90°，而 E_p 超前 E_{s2} 90°。

E_{s1} 與 E_p 兩個分量之合成電壓 E_1 是加在 D_1 二極管作檢波之合成訊號電壓。同理，加在 D_2 二極管的，是 E_{s2} 與 E_p 之合成電壓 E_2。因爲兩合成電壓之分量都是互成 90°，故在這情形下，E_1 與 E_2 相等。圖 2—7 的正弦波是用來說明這各個分量的 90° 相位差的情形。

訊號電壓加在兩二極管的幅度是相等，它們各自的檢波輸出也相等，結果，在平衡的陰極電路之總輸出電壓爲零。在矢量圖中，若中頻訊號是高於中心頻率的，E_s 與 E_p 之相位差就小於 90°；即是說，次級是調諧於較訊號頻率爲低，故結果是 E_1 增加，而 E_2 減少，因爲 E_1 之分量電壓（E_{s1}、E_p）接近於同相，（請參看圖 2—7 (b)）。加在 D_1 上之訊號較 D_2 爲多，故得到一個正的輸出電壓。在訊號頻率低於中心頻

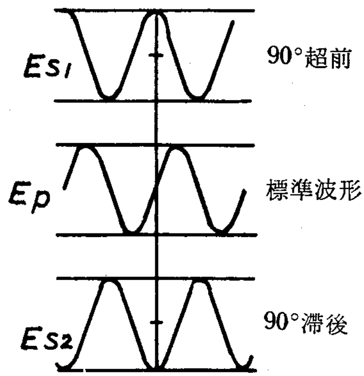


圖2—8

率的相反情形下，E_s 與 E_p 之相位差大於 90°，訊號電壓 E_2 因而大過 E_1，檢波之輸出電壓爲負。

響應 這個相移鑑頻器之響應曲線如圖 2—8 所示，它與三調諧回路鑑頻器的完全相同。要了解這條響應曲線怎樣將調頻訊號回復爲所需之音頻電壓，可以來研究一下在發射訊號被調制時相移鑑頻器的動作過程。

當音頻調制電壓爲零值時，發射機輸出之高頻載波是在中心頻率上，一旦被收音機接收，訊號就變爲中頻頻率，經中放級放大並交連至鑑頻器作檢波。訊號既在中心頻率上，將訊號交連至鑑頻器之中頻變壓器處於共諧狀態，次級電壓爲 90° 異相於初級電壓，加於鑑頻器兩二極管之訊號電壓相等，故輸出爲零。

當發射機受到調制，音頻調制電壓使訊號自中心頻率作上下的頻率偏移。在調制的正半周，當音頻電壓僅較零稍大時，頻率偏移的程度很小，故祇有很低的鑑頻輸出電壓。當音頻調制電壓增至峯值，頻率偏移的程度亦最高，鑑頻器電路變得越加不平衡，輸出電壓故達於峯值。當

第三章　限幅器

調頻訊號雖然以等幅發射，但由於在空間種種人爲的及天電的干擾，使調頻訊號在進入收音機時，已經掺雜有調幅的成份在内；這種調幅成份如果不將之抑止，它將會與正常訊號一般受到檢波，而以噪聲的成份在揚聲器上出現。斜率檢波式的鑑頻器除了可以作頻率檢波外，也能同時作振幅的檢波，因此，斜率檢波式鑑頻器一般都需要在前面加一級限幅器，將調頻訊號中的振幅成份除去，使不致造成噪聲。

3・1　調頻訊號的削幅

在調幅訊號中，波形振幅的大小將决定聲音的强弱（響度），如果將振幅的變化完全除去，使各個波形變成等幅，所造成的聲音就保持一定的響度而没有大小的變化。但在調頻訊號中，波形振幅的大小衹决定訊號的强弱，而與調制的聲音完全無關；因爲聲音的大小是决定於調頻訊號的頻率擺動程度，而聲音的音調，則由頻率擺動的重複率决定。故如果將調頻訊號的波形經過放大，然後再切割成一定的幅度，是完全不會影響調制的音頻訊號的（請參看圖 3—1）；經過限幅後的訊號，雖然已消失其原來的正弦波形狀，而成爲近似於一種脈冲方形波，但它仍然保持有原來的頻率擺動變化。

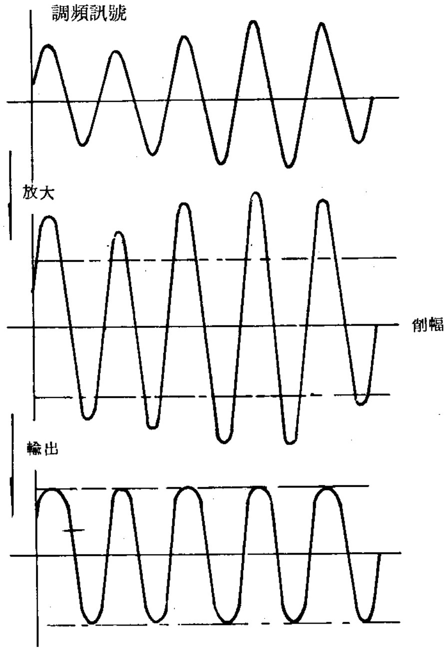


圖3—1

3·2 限幅的作用

調頻收音機所用的限幅器並不是專門的限幅器，而是用末級的中頻放大兼作限幅的作用，只不過這一級的作用是以限幅爲主要工作，因此，限幅器的中頻訊號增益比較低，一般僅有5～10倍。

限幅器實在是一屏壓及簾柵電壓均低，而控制柵極在很小之訊號輸入時，屏極電流即呈飽和之丙類放大器。其實用線路如圖 3—2 所示。特點是：屏極與簾柵極電壓很低，柵偏壓是用柵漏式的自動偏壓，電子管採用銳截止五極管。

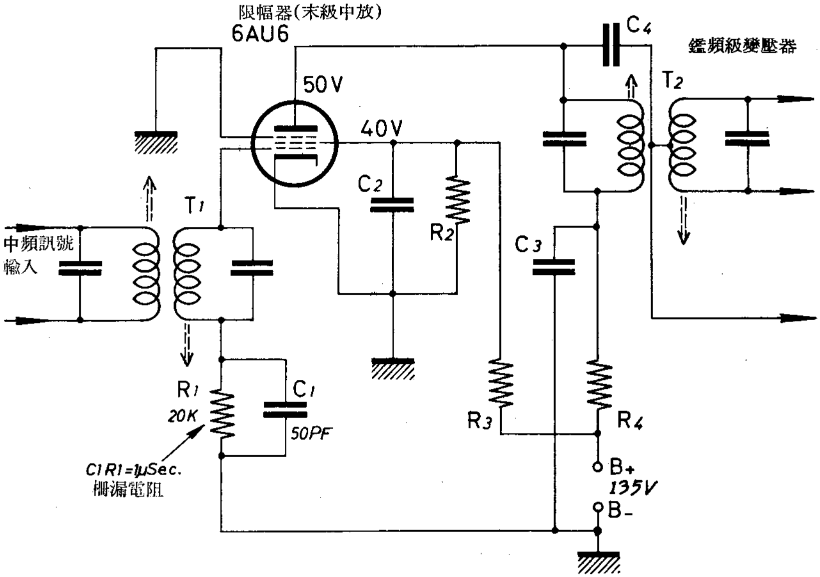


圖3—2

圖 3—3 表示出限幅器對訊號的限幅過程。由於屏壓用得很低，屏流就很容易處於飽和狀態。在屏流處於飽和時，輸入的訊號無論怎樣加大，屏流仍然保持一定，這就是限幅過程的最主要點。下面比較詳細地說明一下。

在輸入訊號的正半周，屏流隨振幅的加大而增高，但當屏流增高至飽和點時，屏流曲線成爲一近似於水平的直線，訊號繼續加大，屏流仍然保持於飽和點上，故訊號在超過屏流飽和點時再作加大，已失去控制屏流的作用，即這一部份的訊號振幅被切去。當訊號振幅自正半周的峯值徐徐下降，屏流亦跟着減小。在訊號的負半周，當振幅跌至柵極電壓的截止點時，屏流已完全被截止；若訊號振幅再跌至低於柵極的截止電

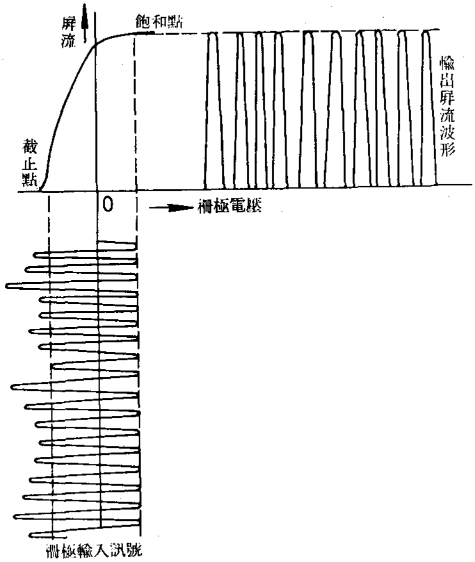


圖3—3

壓時，屏流仍然保持於零值，故訊號在低至柵極截止點時繼續減小，已經沒有控制屏流的作用，即訊號這一部份的振幅也同樣被切去。於是在屏極輸出的訊號波形振幅就被限制於一定的幅度。但這種屏流脈冲仍然保持有柵極輸入調頻訊號的頻率擺動變化。

3·3 柵漏偏壓的作用

限幅器之所以要用柵漏偏壓，是要使柵極電壓的截止點可以隨輸入訊號的大小而起自動調整的作用；這樣，電子管的限幅過程就不但能够在大輸入訊號時施行，在輸入訊號較低時，也可以履行限幅的作用。

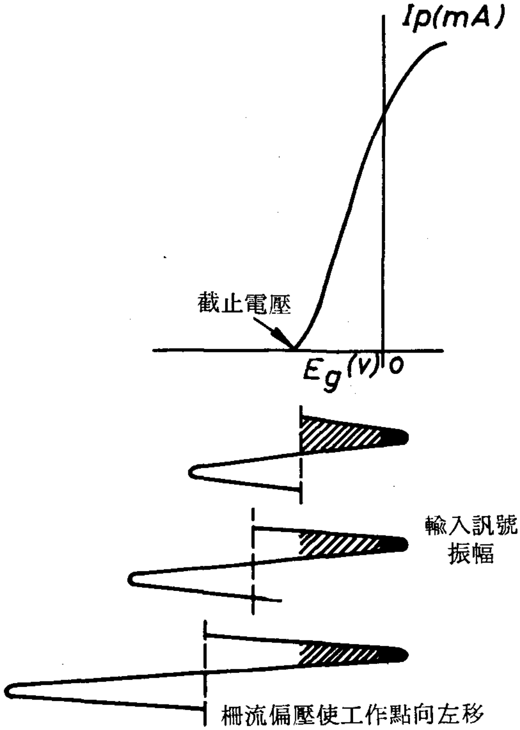


圖3—4

下面用圖 3—4 來說明柵漏偏壓自動調整工作點的動作。在輸入訊號較小，不超過電子管的柵偏壓時，柵極保持在低於零電位的狀態，這時的截止電壓點爲一定。電子管柵極截止電壓的大小，一般是決定於其他各個電極的直流電壓。當輸入的訊號够大，並超過柵極偏壓時，柵極已經不再處於負電位，而成爲帶有正柵壓，於是柵流出現，經圖 3—2 上的 R_1 而造成了偏壓，這偏壓的大小隨輸入訊號的振幅而變，訊號振

幅越大柵流越多，故偏壓的負值就更高，於是使截止電壓加深。由圖3—4可見，輸入訊號的振幅無論是怎樣大，能够影響屏流的，仍然是陰線所示的部份，而在波形振幅正峯尖的黑色部份，因爲使柵極超過零電位，故這一部份就造成柵流出現。即是説，柵流祇是在訊號正半周振幅峯尖的極小部份時間出現。

要得到滿意的限幅效果，柵漏電阻及電容器的時間常數就應該充份大於中頻輸入訊號一周波幅所佔的時間；但這時間常數一方面又要短至偏壓可以跟隨由噪聲及干擾所引起的振幅改變而變化。爲要保持屏流恆定，使訊號振幅的正峯值被箝限於零柵壓上。偏壓必須能够跟隨訊號的任何振幅變化而改變。故這時間常數，一般所用之數字爲1至4微秒（μsec）。

屏極與簾柵極的電壓既然用得很低，因此，柵極就可以在較低偏壓時即足以令屏流截止。這就是所以限幅器不能用要求有較高截止偏壓的遥截止型可變互導電子管的原因。同時，因爲屏壓低，故必須用有較高互導的鋭截止五極管來提高輸出。

在圖3—2中，R_2與R_3構成分壓電路，對簾柵極電壓起了穩定的作用，使不受柵偏壓變化而影響。

第四章　比率檢波器

比率檢波器（Ratio detector）完全是一種頻率檢波器，它對調頻訊號内的振幅變化絶對不起反應。由於這樣，採用比率檢波器的調頻收音機，就無須裝設限幅器，因此就可以減少了中放的級數。輸入比率檢波器所需之電壓大約爲 1V，而輸入至相移鑑頻器之限幅器的電壓也需要有 1V，故在比率檢波器節省一具有限幅作用的中放級，靈敏度是不會受影響的。比率檢波器較相移鑑頻器具有較大的失真，是無可否認的。在以 75KHz 頻偏的訊號下，相移鑑頻器的諧波失真爲低於 1%，而在同樣情况下的比率檢波器，失真約達 3%。但由於它的結構經濟，故很多調頻收音機仍然採用這種結構。

4·1　線路結構

比率檢波器的線路如圖 4—1 所示，其線路接法與鑑頻器的頗爲相似，所不同者乃兩二極管是作雙輔串聯的連接而已。

輸入耦合的中頻變壓器，其作用與相移鑑頻器的相同。變壓器的初級與次級都是調諧於中頻的中心頻率上；次級 Ls 作中心抽頭式，以取得兩個相等而極性相反的電壓加在兩二極管上；而初級電壓則並聯地加於兩二極管上。但在這線路不同的地方，有一隻二極管是作反向的連接，這樣，二極管就成爲兩個與次級電壓成串聯的整流子，整流後的電壓是向電路輸出端的穩定電壓源 E_3 充電。另外還有一個不同點，就是音頻輸

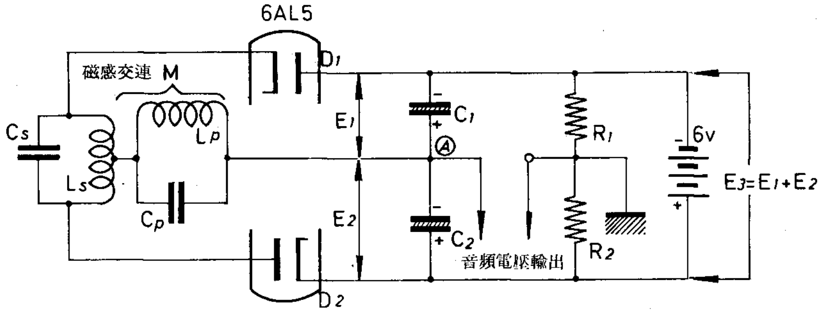


圖4—1

出電壓是在兩二極管的 C_1 及 C_2 電容器接點 A 與穩定電壓的中心點取出。

4·2 穩定電壓

爲要使比率檢波器對調幅干擾不起反應而不影響音頻輸出，這個等於兩二極管輸出 E_1+E_2 的總輸出電壓 E_3 就必須加予穩定，使之不會隨音頻變化而起伏。總電壓 E_3 既受到穩壓源恆定，由 A 點取出之音頻訊號就祇是 E_1 與 E_2 這兩電壓比數的變化。由於兩二極管輸出電壓的比數，取決於中頻輸入的頻率變化程度，因此，輸出的音頻訊號就祇在調頻訊號變化時才出現。圖 4—1 雖然用一個跨於兩二極管的 6V 電池來作穩壓源，但在實際線路上是用一個大值電容器來代替，這樣，穩壓源的大小就決定於中頻訊號的電平。

穩壓源的負極接於一隻二極管的屏極，而正極則接於另一隻二極管之陰極；即這兩二極管是分別承担穩壓源的一半電壓來作爲本身的偏壓。因此，加於兩二極管的中頻訊號的幅度就必須足够大，以抵銷每一

二極管上之偏壓才可以令屏流出現。

值得注意的是：穩壓源使加在兩二極管上的變壓器次級總訊號電壓不發生幅度的變化。由於這作用，使比率檢波器對於在中頻訊號上的不必要調幅成份具有先天性的拒斥能力。而祇是初級與次級合成電壓分別加於兩二極管上之電壓比數，才造成音頻的輸出。

4·3 音頻輸出訊號

當任一隻二極管導電時，它在 C_1 或 C_2 上產生一個 E_1 或 E_2 的檢波輸出電壓，這電壓約等於加在任一二極管上之中頻訊號電壓的峯值。在中心頻率時，變壓器將中頻訊號電壓平分於兩二極管上，故 C_1 與 C_2 上之電壓相等，在 A 點的音頻輸出電壓爲零。要注意兩電容器上之電壓 E_1 與 E_2 在 A 點上之對地電位的極性是相反的。但當輸入的調頻訊號高於中心頻率時，D_1 較 D_2 有較大的中頻訊號輸入，因而檢波後的輸出電壓 E_1 高於 E_2；這就使 A 點之對地電位爲正，因此造成一個正的音頻輸出訊號。在低於中心頻率時，D_2 有較多的中頻訊號輸入，因此 E_2 大於 E_1，而造成在 A 點有一個負的音頻電壓輸出。上述這種變化，就成爲圖 4—2 的比率檢波器 S 曲線，實際上它與鑑頻器的響應曲線完全相同。

比率檢波器輸出電壓的主要特性如果用數字來表示就比較清楚。假

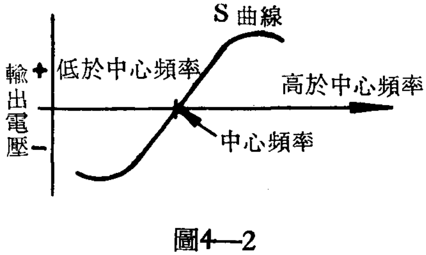


圖4—2

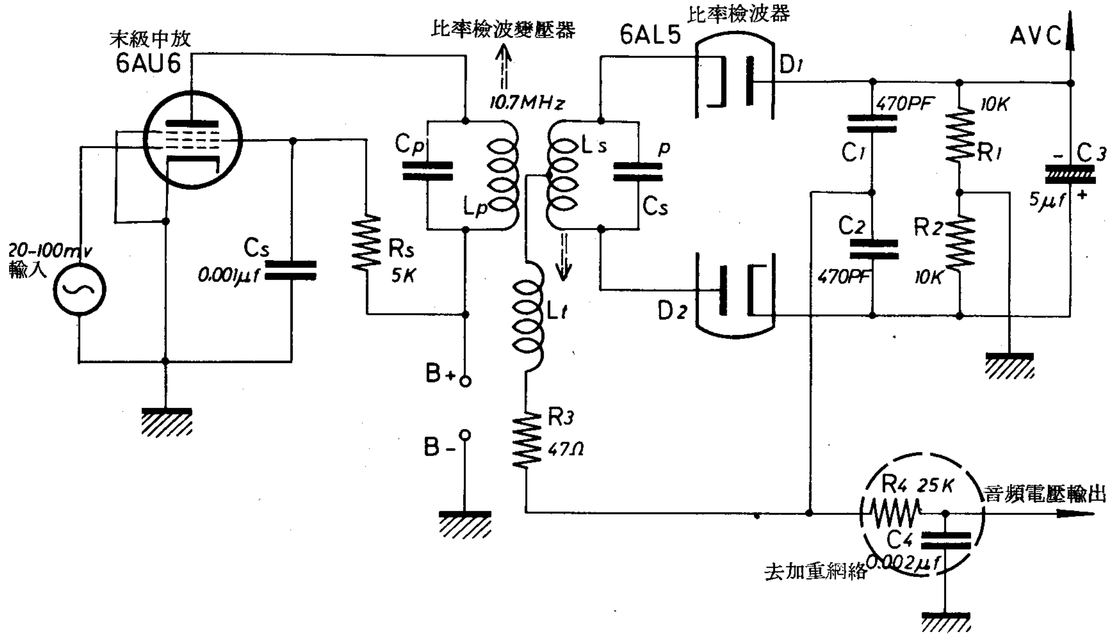
定訊號偏向高於中心頻率使 E_1 增加 1V，即使 A 點提高 1V 的正電位；同時，E_2 減少 1V，即令 A 點對 D_2 陰極降低 1V 的負電位，或也可以說是 A 點對 D_2 陰極增加 1V 之正電壓。結果是兩二極管的檢波輸出電壓 E_1 及 E_2 都分別令 A 點提高 1V 的正電壓。但因爲音頻訊號是從 A 點與地端之間取出，而地端實在是兩二極管輸出串聯的中點，故音頻訊號輸出的程度實際祇是相當於一隻二極管的檢波輸出。所以，比率檢波器的音頻輸出電壓實在祇等於相移鑑頻器輸出電壓的一半，因爲後者兩二極管的檢波輸出音頻訊號電壓是串聯地加於音頻截取點上的。但比率檢波器的音頻輸出又是必須從兩二極管負荷電阻的交接點取得，因爲跨於穩壓源的兩端是沒有音頻訊號電壓的。

4·4 實際線路

若如圖 4—1 一般，穩定電壓是用一個電池，二極管就祇能工作於一個至小足以克服每一二極管上之電池偏壓的大訊號。在實際線路上，電池是如圖 4—3 般由一個大容量電容器 C_3 代替，C_3 由兩二極管串聯而充電，故可以自動取得一個等於中頻訊號電平的穩定電壓。C_3 通常是稱爲穩定電容器，其容量要足够大，以防止穩定電壓隨音頻訊號頻率而起伏。它與 R_1 及 R_2 兩個串聯電阻並聯的放電時間一般約需有 0.1 秒。

穩定電容器的兩端電壓既然相應於中頻輸入訊號的大小，因此，由 C_3 的負端可以取得 AVC 電壓來控制中放及高放各級的增益。這樣取得的 AVC 偏壓是等於穩定電壓的一半。無論是否要引出 AVC 電壓，在這一點上的直流電壓將表示出輸入至比率檢波器的中頻訊號幅度。

比率檢波變壓器的第三線圈繞組 L_t 是用來將初級的訊號電壓並聯地耦合加於兩二極管上。L_t 直接繞於初級繞組上，以取得非常緊密的耦合，這樣才可以令在 L_p 及 L_t 上之初級訊號電壓實際成爲同相。比率檢



末級中放
6AU6
比率檢波變壓器
10.7MHz
6AL5
比率檢波器
AVC
D1
D2
Cp
Lp
Ls
p
Cs
Lt
470PF
C1
C2
470PF
10K
R1
R2
10K
C3
5μf
20-100mv
輸入
Cs
0.001μf
Rs
5K
B+
B-
R3
47Ω
R4 25K
音頻電壓輸出
C4
0.002μf
去加重網絡

圖4—3

波器線路所以要用第三組線圈的接法，而不直接交連至次級的中心抽頭上，是爲要使初級的高阻抗與次級的低阻抗得到合理的匹配。次級線圈是由於二極管的導電負荷，而致阻抗降低。電阻 R_3 串聯於 L_t 限制了二極管的峯值電流，使二極管的動態輸入電容量在高訊號電平時得到平衡。

由於在諧振頻率時次級與 L_t 上的電壓有 90° 的相位關係，比率檢波器線路對調頻訊號檢波的過程與相移鑑頻器時的完全相同，這裏就不再詳細贅述。比率檢波變壓器的初次級均調諧於 10.7 MHz 的中頻中心頻率上，音頻電壓輸出是由兩二極管負荷電容器 C_1、C_2 的接點取得，並經串聯的音頻去加重網路，才輸出至音頻電壓放大級。

R_4 與 C_4 組成的這個去加重電路的時間常數爲 50 微秒(μsec)。由於音頻調制的較高頻率在加於載波發射時是先將之預加重以得到較佳的訊號與噪聲比，因此在檢波後的輸出加入去加重電路就可以將音頻的高頻率衰減，以得回原來調制的音頻訊號。C_4 作用於一個高音頻率的旁路電容器，使得到如圖 1—5 (見第一章) 的響應曲線。

4·5　單端比率檢波器

圖 4—4 是一個具有不平衡輸出電路的比率檢波器線路。它的輸入電路與前述的平衡型線路完全相同；但音頻輸出電路則祇用一個二極管負荷電容器 C_2；並且在 R_1C_1 上的穩定電壓没有接成中心點的形式。在平衡型的輸出電路中，穩定電壓源之所以要作中點接地式，是要在音頻訊號輸出點上取得一個以地端爲變化中點的直流電平；但這個不平衡輸出電路却無須這樣接法，同樣可以取得音頻變化的直流電平，不過在這線路的音頻輸出點上，直流電平是以一個相當於穩定電壓一半值的直流電壓作變化的基點。而在這線路所取得的 AVC 數值，是等於整個穩定電壓。

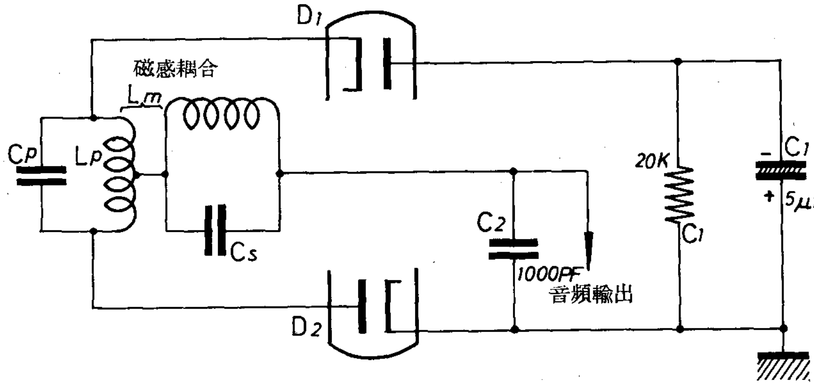


圖4—4

輸出電路祇要 C_2 一個二極管負荷電容器就可以取得音頻訊號，因爲 C_2 同時作爲兩二極管的負荷。每一二極管都隨着輸入中頻訊號的大小而相應向 C_2 充電，當然，兩二極管所充的電壓極性相反。故此在 C_2 上之音頻輸出電壓與在平衡型比率檢波器上的輸出其大小程度相同。單端線路上 C_2 的電容量是平衡型時的兩倍，因爲在平衡型線路上的兩負荷電容器對訊號來說實際是成爲並聯。

4·6 比率檢波器收音機的特徵

在圖4—3中，輸入至中放級柵極用作推動比率檢波器的訊號有20至100毫伏（mV），故中放級的放大增益祇要有50即可充份應付。由於省去限幅器，而比率檢波器又可以隨輸入的中頻訊號電平自行調整工作點，故中頻訊號没有需要必定達到一個固定的臨界電壓數值，因而就無需要求太高的中頻增益。既然可以減少中放的級數，用比率檢波的收音機自然較限幅器——鑑頻器結構的經濟得多。

第五章　正交鑑頻器

正交鑑頻器的線路是利用一隻五極管來進行三重的作用，即頻率檢波、限幅與音頻放大。它的實際線路如圖 5—1 所示，在屏極電路的輸出音頻訊號電壓已經具有足够大的幅度以推動音頻功率輸出級。

這種鑑頻方式雖然無論在性能及穩定方面都劣於比率檢波器或相移鑑頻器，但它能够節省一級音頻放大管，具有電路上經濟的優點，故一般較低價的調頻收音機都樂於採用。

在論及這種鑑頻器的工作之前，先要了解一下所謂‘正交’的意義。兩條直線如果互相垂直成 90°，這兩直線就成正交；因此，正交鑑頻器

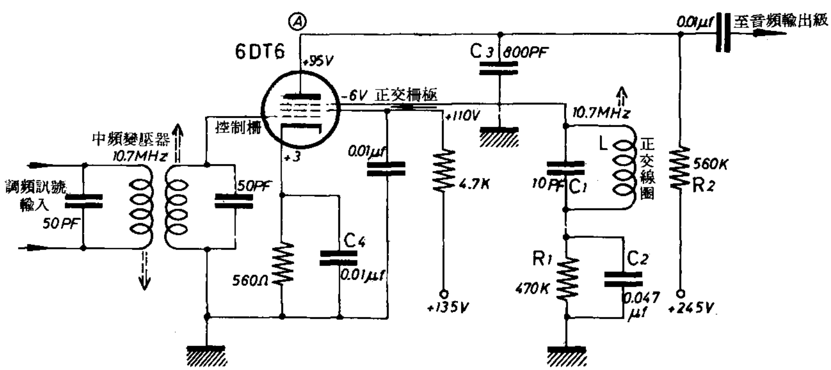


圖5—1

就是利用兩個訊號的相位有 90° 的差異，來完成頻率檢波的過程。

正交鑑頻器線路所用的電子管可以有兩種，一種是稱爲閘注流管，如 6BN6 是；另一種是稱爲雙控制柵極五極管，如 6DT6 就是，後者是前一種的改良管。兩種電子管都可以看成是一個具有兩個銳截止控制柵極的五極管。如圖 5—1 所用的 6DT6，第一柵是通常的控制柵極，其截止電壓的典型數字是 －4V；調頻訊號就是輸入這個柵極上。第三柵極也是用來具有控制柵極的作用，其典型的截止電壓數字也是 －4V；這個柵極上的訊號是利用空間電荷由第一柵極交連而來。

有些時候，正交鑑頻器也使用五柵管來完成它的工作，由於應用不多，且基本線路亦一樣，這裏不再細贅。

5・1 正交柵極

爲了區別起見，第三柵極一般是以正交柵極而名之，以有別於作第一柵極的控制柵極。正交柵極的特性對這個鑑頻器電路的工作起了極主要的作用。在一般多柵管中，當一個柵極加有對陰極爲正的電壓，而另一柵極則有對陰極爲負的電壓，這個柵極將會產生自己的一個空間電荷，使相當於一個假陰極。在圖 5—1 中的 6DT6，正交柵極有 －6V 電壓而第二柵極則有 ＋110V。陰極發射的電子受到第二柵極吸引，但在到達正交柵極時，這些奔向屏極的電子流的速度却受到減慢，而且減慢的程度足以使在正交柵極附近形成一個外圍的空間電荷；這外圍空間電荷是不同於一般在陰極附近的正常空間電荷。外圍空間電荷成爲正交柵極及屏極等較外面電極的電子源。

訊號電壓輸入在控制柵極上，電子管內的電子流就跟着改變，即在正交柵極附近的假陰極的空間電荷數量也發生變化，空間電荷變化的結果，使正交柵極因爲靜電感應而得出一個訊號電流在正交柵極電路上出現。由於正交柵極接有一個諧振電路，這電路上就得到一個相應於感應

電流的訊號電壓。

正交柵極電路上的感應電流是 90° 滯後於控制柵極訊號電壓的，這一點與線圈上電流滯後於電壓 90° 的情形頗爲相似。在諧振頻率時，諧振電路呈純電阻的特性，電壓與電流同相；即是說，正交柵極電路上的電壓是 90° 滯後於控制柵極的訊號電壓。這就是所以這個柵極稱爲正交的原因。這個 90° 相位差是在輸入調頻訊號的中心頻率時出現；當訊號向高於或低於中心頻率偏移時，正交柵極上的訊號電壓相位就變成大於或小於 90° 差。

5·2 閘控作用

具有兩個控制柵極的電子管，其任一柵極都對屏流有控制的作用，而且任一柵極均可以令屏流輸出截止。因此，兩個控制柵極都成爲一度閘門般控制屏流。當柵極電壓容許屏流出現，即閘門啓開；當柵極電壓較截止電壓爲負，即閘門閉合。任一柵極閘門都可令屏流截止或出現。當一個閘門閉合，另一個閘門若啓開，也不會有屏流出現。因此，兩個閘門必須同時開啓才可以有屏流輸出。這項動作就是對調頻訊號檢波的基礎；控制柵極的調頻訊號受到第三柵極的正交訊號作啓閉的控制（見圖 5—2）。這種檢波電路也稱爲閘控注流檢波器。

5·3 線路工作

在圖 5—1 中，10.7MHz 的調頻訊號是藉中頻變壓器耦合至 6DT6 鑑頻器的控制柵極；由於空間電荷的交連，這訊號同時出現在正交柵極電路上，但與控制柵極的輸入訊號有 90° 的相位差。正交線圈 L 調節至與電容器 C_1 諧振於 10.7MHz 的中頻中心頻率上。R_1 與 C_2 使正交柵極得到柵漏偏壓。

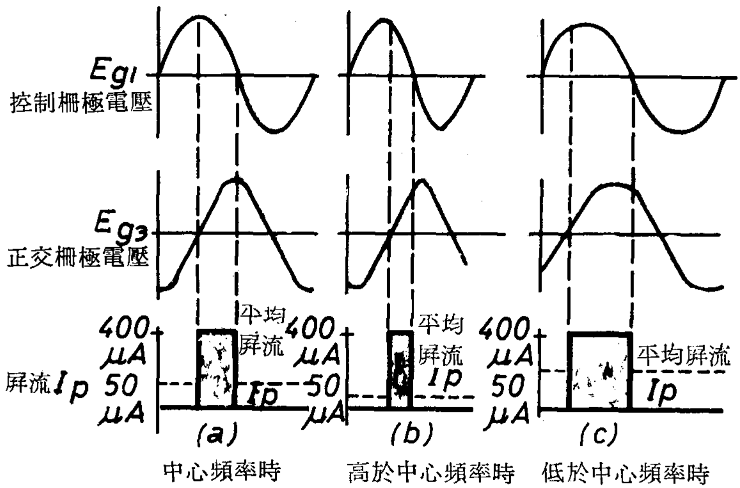


圖5—2

控制柵極與正交柵極上訊號的相差如圖 5—2 所示。圖 5—2(a)，在中心頻率時，兩訊號電壓爲 90° 異相，屏流祇在訊號週期的一小部份內出現，即當兩柵極均啓開使屏流 I_p 出現時；這段時間圖中是以暗影區的 I_p 波形來表示。5—2(b)，當高於中心頻率時，E_{g3} 滯後 E_{g1} 超過 90°，即兩訊號較接近於反相情形，因此，閘門同時開啓的時間更短，得到更短促的屏流脈冲波形。雖然圖 a、b 的脈冲的波形幅度都是相同等於飽和屏流，但因爲脈冲較短促，平均屏流的數值就較小。圖 c，在低於中心頻率時，E_{g3} 滯後 E_{g1} 小於 90°，閘門同時啓開的時間較長，故屏流 I_p 脈冲波形就較持久，屏流的平均數值也較高。

因爲 E_{g3} 的相位變化是因調頻訊號的頻率擺動而產生，故即是跟隨調制的音頻電壓而改變，同理，I_p 的平均變化也是跟隨着調頻訊號內的音頻調制而起伏。雖然屏流脈冲是處於中頻訊號頻率，但平均屏流却是

隨音頻訊號改變。在屏極電路內，電容器 C_3 將屏流的中頻變化成份除去，故在屏極負荷電阻 R_2 上就可以產生一個音頻輸出電壓。這個 C_3 電容器，因爲實際上是串聯於電子管屏極內阻上的，因而形成一個去加重電路。在 A 點處的音頻輸出，以自 10.7MHz 中心頻率的 75KHz 頻偏來説，訊號振幅大約有 14V 的峯值。這樣大的訊號電壓可以無需經音頻電壓放大級，而足够直接推動功率輸出級。

5·4 調幅拒却能力

由於下列因素，使不必要的調幅訊號受到大約有 －30dB 的衰減。第一，是陰極偏壓電阻祇是對中頻旁路而與音頻無關（C_4 可以看成是對中頻開路對音頻短路），其結果是對音頻訊號造成負回輸，故使任何大振幅的干擾被抑低。其次，是當控制柵極訊號的振幅因爲調幅干擾出現超過陰極偏壓的 3V 時，屏流的出現使中頻變壓器受到阻尼衰減；這個旁路阻尼使變壓器調諧回路的 Q 值降低，故將訊號電壓降低。其三，是兩個控制柵極祇要有很低的訊號電壓即可令屏流趨於飽和，故它的動作就與一個限幅器的完全相同。爲了使限幅作用在弱訊號輸入時仍然有效，正交柵極是採用柵漏偏壓，柵負壓隨訊號振幅的升高而加深，故使訊號的正峯值被箝限於零柵極電位內。6DT6 的飽和屏流很低，以第一柵極爲 －3V 的偏壓來説，在一般程度之訊號輸入下，峯值的飽和屏流約爲 0.4mA。有很多線路將陰極偏壓電阻接成可變，用作蜂音控制器（Buzz Control），以調節一個最佳的限幅效果。

5·5 鎖式振盪狀態

正交鑑頻器在没有訊號輸入，或輸入訊號很弱時，6DT6 電路會形成一種很低幅的振盪；而以正交柵極爲振盪器的屏極，藉着極間電容對

控制柵極造成正回輸，其結構是一個屏極調諧及柵極調諧振盪電路。在弱的調頻訊號輸入時，這輸入成爲一個同步訊號，使振盪頻率振盪於訊號頻率上。檢波的過程也如上述的相同，利用兩個柵極上的正交訊號而完成；但因爲振盪訊號是與輸入訊號頻率相同（其頻偏自然也完全一致），故振盪訊號與輸入訊號重疊成爲檢波訊號，即是說，將弱輸入訊號的幅度額外地加大。因此，這個處在鎖式振盪狀態的檢波器，對弱輸入訊號也能起限幅的作用。在正常訊號或强訊號輸入時，控制柵極有偏壓出現，振盪無從發生，而訊號的振幅亦足以供限幅之用。故這鎖式振盪正交鑑頻線路對强訊號或弱訊號都有良好的調幅拒却能力。

第六章　中頻放大級

調頻收音機的中頻放大級與普通調幅收音機的中放級實際並無分別；但調幅收音機之通頻帶祇有 10KHz 左右，而調頻廣播電台的頻寬則闊達 200KHz 之多，這樣廣闊的通頻帶，將使調頻收音機對頻寬以外頻率的選擇性有更嚴格苛求的必要，即是說，它的響應曲線要對頻寬以外頻率的放大迅速下降，而在頻寬以內的頻率，響應就越平越好。這樣才能保證對鄰台干擾的出現減至最低。

6・1　頻寬要求

一般而論，調頻廣播段內的鄰台干擾現象是很少出現的。因爲調頻廣播是地區性的廣播，它的服務範圍祇能及於發射塔的地平線視在距離內，故在一個局部地區內出現有數目多至足以做成擠逼的調頻電台實在是少有的。調頻收音機中頻級的頻寬，主要還是受着下列各項因素所限制，即容許的諧波失真程度、本機振盪級的頻率漂移及臨界效應等。

臨界效應（Threshold Effect）是調頻訊號接收的特有現象，在調幅訊號中是不會有的。簡單來說，臨界效應所造成的影響是當一個干擾訊號的幅度大於所需的訊號時，訊號與噪聲比會急劇惡化。特別對於汽車點火的干擾來說，它的噪聲訊號峯值與收音機的通頻帶成正比。因此，若要將訊號與噪聲比盡量提高，收音機的頻寬最好盡可能保持低至僅符合於所接收之訊號的頻寬要求。以頻偏有 75KHz 的調頻訊號來

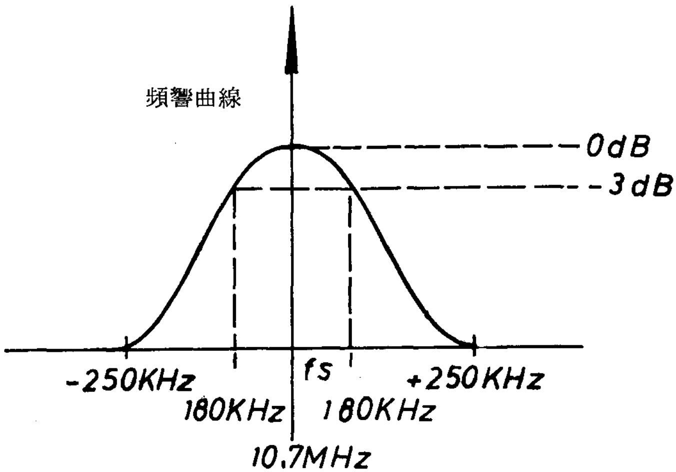


圖6—1

説，它的旁帶波自然是超過 ±75KHz 的範圍；故收音機的頻寬曲線在其 3dB 的低落點上，最小要有 180KHz 的闊度，即如圖 6—1 所示。而在同時顧及本機振盪級的頻率漂移方面，頻寬就非增加至有 200 至250 KHz 不可。

超短波調頻收音機的高頻級方面的頻寬，一般是以 MHz 來計算，因此，收音機的選擇性主要是決定於中頻放大級的頻寬。

6·2 Q值與增益

由圖 6—2 這張典型的調頻收音機兩級中頻放大器的線路中看到，它的結構實在與一般調幅收音機的中放電路毫無分別，但調幅收音機的中放級頻寬一般祇有 10 至 15KHz，而這個線路怎樣取得高達 200KHz 的頻寬呢？

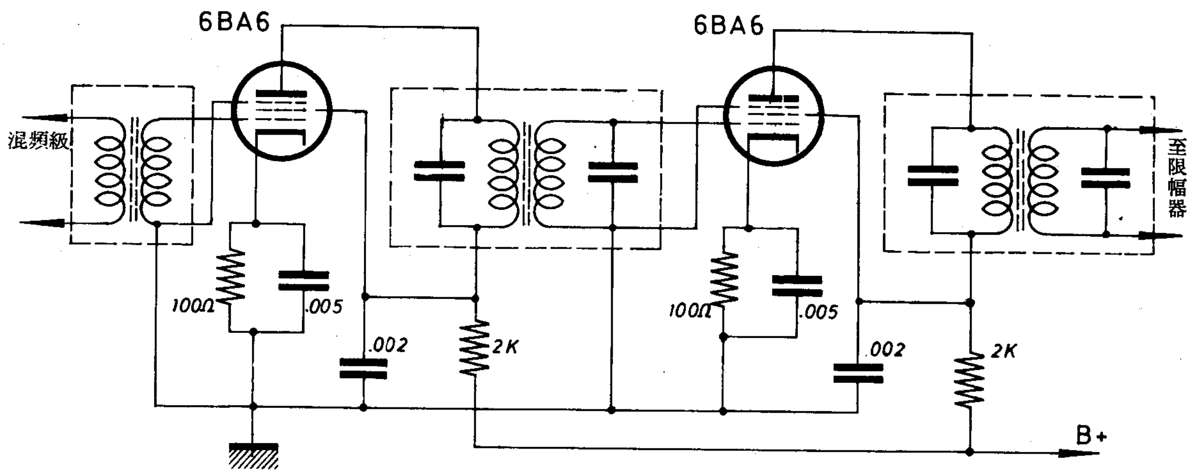


圖6—2

由 Q=fs/B 這個公式計算，因已知調諧頻率 fs 爲 10.7MHz，頻寬 B 爲 200KHz，線路的 Q 值祇有 Q=10700/200=53.5。因此圖 6—2 線路要取得有 200KHz 的頻寬，線路的 Q 值非低至 50 左右不可。以普通用 50PF 電容器作並聯調諧的中頻變壓器來說，其 Q 值當有 70～80 左右，則頻寬祇能達 120KHz 左右。要將其 Q 值衰減至 50，一般可如電視機的視頻中放級般在中頻變壓器線圈並聯一阻尼電阻。但由於調頻收音機中放級所要求的頻寬仍未達到十分廣闊的程度，一般實際線路上均不見有阻尼電阻的加入，這是因爲在中頻變壓器的初級已並聯有電子管的輸出阻抗，而次級亦並聯有電子管的輸入阻抗，這兩個阻抗在 10.7MHz 的頻率時，阻值大約在 200KΩ 以下。故變壓器已經受到適當的衰減，以取得所需的 200KHz 頻寬了。

必須知道，中放級的放大增益决定於變壓器的耦合系數，而耦合系數又直接受到線圈 Q 值的左右，故中頻變壓器的 Q 值是不能任意降低的，否則將使中放級的增益變得很低。但以普通造成單峯響應曲線（見圖 6—3）的耦合系數爲 1 的數字來說，要取得足够的頻寬，Q 值就不能高於 50。因此通常都使耦合系數造成在 1～1.5 之間，使響應曲線成爲輕微的雙峯，以保持有所需的頻寬、足够的增益與頻寬內頗爲平順的響應。

如圖 6—3 所示，要保持一個線圈的 Q 值，又要得到足够的響應頻寬，可以用改變初次級線圈的耦合系數來取得。但若耦合系數過大，將使曲線頻寬內原應爲平順的部份出現有凹陷。在很多要求有頻寬較廣的調頻收音機中，爲要取得最高的放大增益，就故意令各個中頻變壓器的耦合系數不同，使一個出現單峯的頻響曲線，而另一個則出現雙峯的頻響曲線，於是這兩個變壓器就合成一條平順而廣闊的綜合響應曲線，即如圖 6—4 所示。

調頻收音機的混頻級與中放級所須造成之電壓增益最小要有

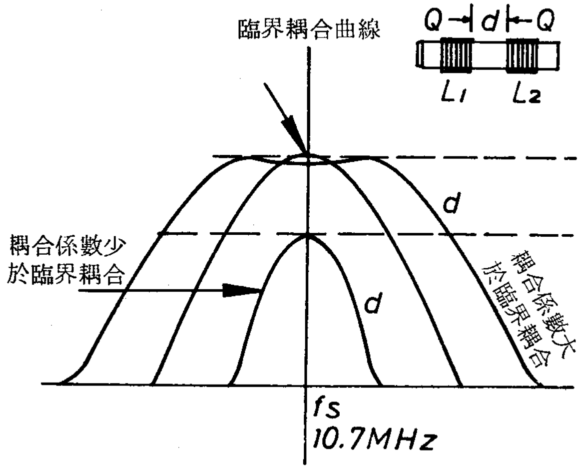

臨界耦合曲線
Q
d
Q
L1
L2
d
耦合係數少
於臨界耦合
d
耦合係數大
於臨界耦合
fs
10.7MHz

圖6—3

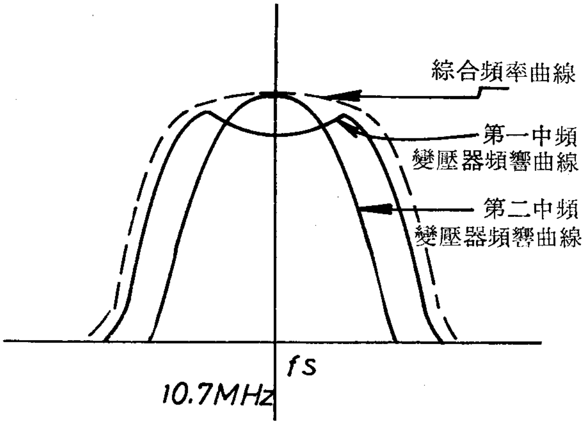

綜合頻率曲線
第一中頻
變壓器頻響曲線
第二中頻
變壓器頻響曲線
fs
10.7MHz

圖6—4

2×10^3。而以一般最普通的中頻變壓器，Q值大約是70～80，若其並聯之電容器是用50PF，則一級的中頻增益可以有70左右。一個相加式五極管變頻器（Additive-pentode mixer）的增益可以達20，故中放各級的總增益可以有高於100的數字就已經適合。故調頻收音機所用的中頻放大一般爲兩級。

6·3 調頻調幅兩用中放級

因爲鑑頻器不能作調幅的檢波，而普通的振幅檢波器又不能作調頻訊號的檢波；故收音機如果要同時能够接收超短波的調頻廣播及中波或短波的調幅播音，就有需要採用兩個分開的收音系統，一個司超短波的調頻接收，另一個則進行中短波的調幅訊號處理，而唯獨祇有音頻放大部份可以爲兩個收音系統所共用。這樣做無疑是頗爲浪費的，但却是無可避免；唯一能够節省的地方，大概就是將調頻接收與調幅接收共同用一個中頻放大級。因爲在調頻的10.7MHz中頻及調幅的455KHz中，電子管在工作於這兩個中頻頻率時，線路的結構及處理方法都是完全相同的；祇要在中放管的柵極及屏極回路分別接入兩個各自調諧於10.7MHz及455KHz頻率的調諧電路，當有10.7MHz的訊號輸入至中放管時，接於柵極及屏極的兩個455KHz調諧電路都呈嚴重的失諧，因此對這一放大級没有影響，而祇有10.7MHz調諧電路在共諧狀態作正常的工作。反之，若輸入至中放管的是455KHz訊號，10.7MHz的調諧電路呈嚴重失諧故不起作用，祇有455KHz調諧電路在共諧狀態，使電子管工作於455KHz頻率上。

圖6—5是調頻、調幅兩用收音機內同時可以工作於10.7MHz及455KHz中頻級的接法。在調頻接收部份中，通常都需要有兩級或以上的中頻放大，而在調幅接收中，祇要有一個中放級就已經足够；因此，

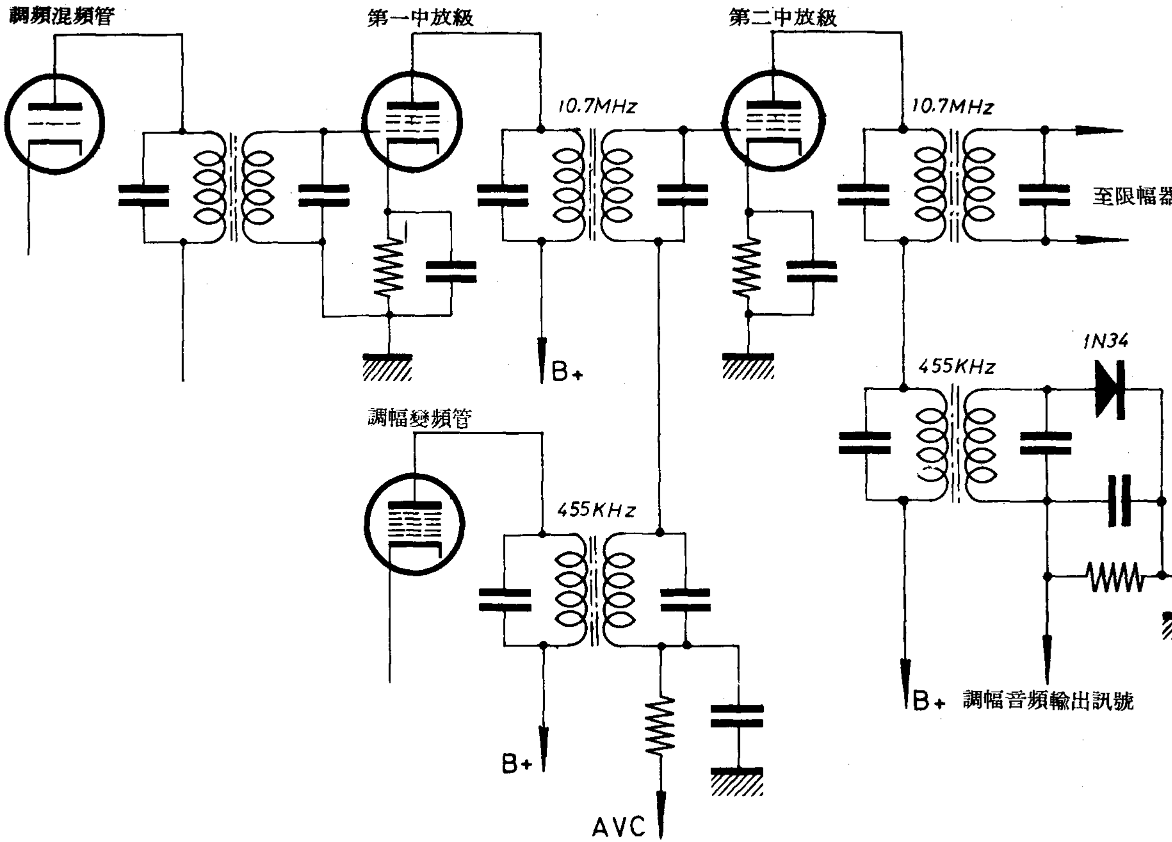

調頻混頻管
第一中放級
第二中放級
10.7MHz
10.7MHz
至限幅器
B+
1N34
455KHz
調幅變頻管
455KHz
B+
AVC
B+
調幅音頻輸出訊號

圖6—5

兩頻率共用的，祇是其中的一級中頻放大，一般線路的接法多採用限幅器以前的任一中放級來作共用。經過一級中頻放大後的調幅訊號是加在二極管進行檢波，而調頻訊號則再經以下各個中放級的放大才接在鑑頻器上。

由於中放級內兩個不同頻率的調諧電路可以按照輸入訊號的頻率而分別形成共諧或失諧，故本身已經具有頻率的選擇，而無須加入選擇開關來作調幅或調頻的轉換，但對於其他部份，例如是調頻或調幅的高放、變頻及中放級等，爲了避免兩個收音系統的互相影響，就有需要將不用的各級使其屏極電源斷開。

第七章　高　頻　頭

超外差調頻收音機的高放級、混頻級及本機振盪構成收音機選擇電台的高頻調諧部份，因此，這三部份常被合稱爲調諧器（Tuner），由於這個名稱也常用來統指包括有高頻、中頻及檢波的收音部份結構，故爲

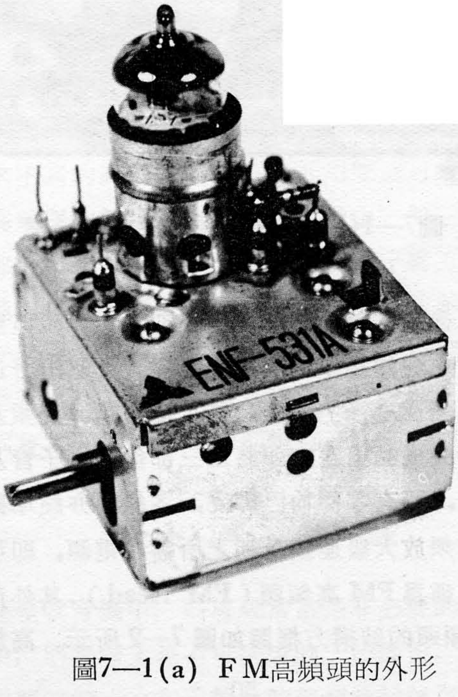


圖7—1(a)　FM高頻頭的外形

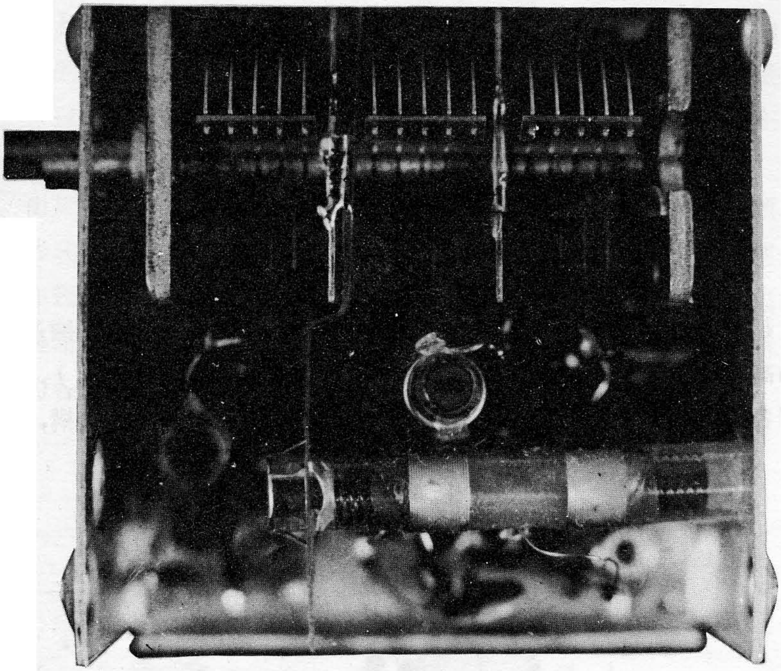


圖7—1(b) FM高頻頭的內部結構

避免混淆起見，本書用高頻頭來統指這三部份，以示區別。

由於高頻頭所處理的頻率相當高，已經大大超出普通調幅收音機的短波段，爲了在處理及維修上便捷起見，這高頻、混頻及本機振盪三部份通常有廠製的套裝成品出售，即將這三部份的電子管及一切所屬零件裝於一金屬箱子內，所有零件均已銲妥，各線圈亦經準確校正，故祇需將之與收音機的中頻放大級連接及加上所需饋電源，即可正常工作。這種套裝成品一般是稱爲**FM** 高頻頭（**FM Head**），其外形及內部結構可參看圖 7—1 。高頻頭的結構方框圖如圖 7—2 所示。高放級的主要作

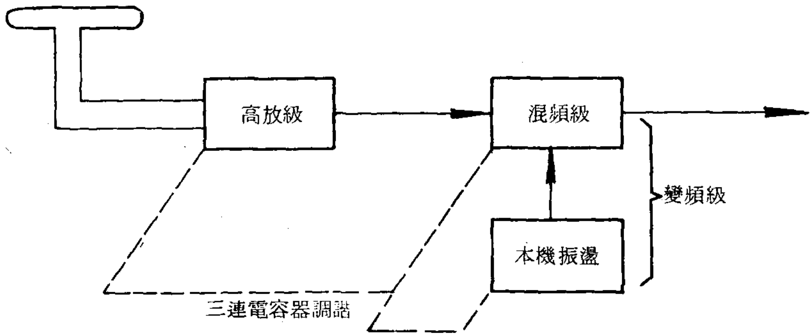


圖7—2

用是對放大的高頻訊號提供較高的訊號與噪聲比，然後再加在混頻級，使調頻訊號得到最低噪聲的接收。電台調諧由一個三連可變電容器担任；在一些要求不高的高頻頭中，也有祇用雙連可變電容器的。混頻及本機振盪構成高頻頭的變頻級，因此經常是由一雙三極或三極五極複合管來完成這一部份工作，高放則另由一單獨電子管工作；有些結構則用一雙三極或三極五極複合管來構成振盪部份，高放與混頻就由另一複合管担任。市售一般平價的普及型高頻頭則祇由一隻複合管來担任三部份的工作，即一邊管作高放，另一邊管作自差式變頻。故調頻收音機的高頻頭最多祇有兩隻電子管，一般的則祇有一隻。

7·1 高 放 級

在調幅超外差收音機中，高放級常常是非必要的部份；但在調頻收音機的高頻頭中，則實際上是不可缺少的一個部份。高放級的設置是基於兩項問題的需要，第一，在天線上的超短波訊號與普通中波廣播段的

訊號比較起來是非常微弱的；第二，是調頻收音機的頻寬較一般調幅收音機的爲闊，故噪聲也相對地提高。所以高放級的目的主要是改善接收訊號的訊號與噪聲比。高放級是收音機最前的一個放大級，其訊號電平也必最低；故高放級的增益對整個收音機的訊號與噪聲比，起了首要的決定作用。進入混頻級的高頻訊號必須足够大，以蓋過混頻管内部的高噪聲電平。

圖 7—3 是一標準結構的雙調諧回路調頻收音機的高放級。兩個調諧回路分別置於高放管的柵極電路及下一級混頻管的柵極。調諧線圈内之鐵粉芯是用來在約爲 90MHz 的較低頻率處的調整；與可變電容器並聯的微調電容器則作在約爲 100MHz 的較高頻率調整。線路所示雖爲用

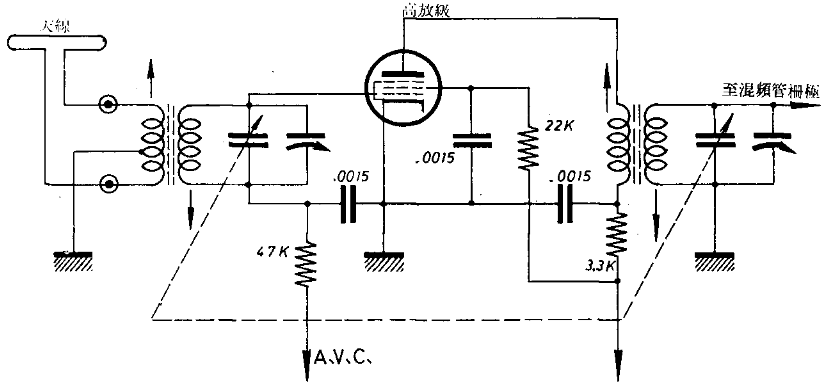


圖7—3

五極管，但用三極管與四極管也很普遍，因取其電子管噪聲較低。

這高放級一般接成甲類放大器的形式而施以 AVC 偏壓，施於高放級之 AVC 電壓一般均較在中放級的爲低，因欲增强其高放增益之故。一個典型高放級的電壓放大倍數大約是 10 左右。

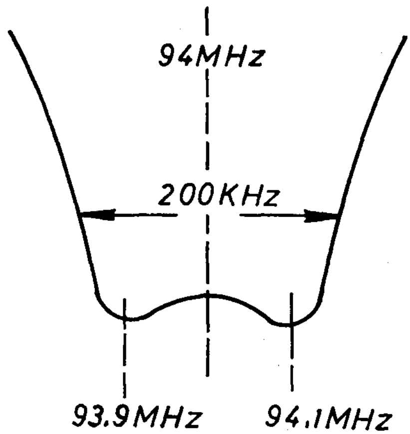


圖7—4

圖 7—4 亦示出高放級自天線輸入以至接混頻管柵極輸出的各部份應有的高頻響應曲線。由曲線可以看到高放級對接收之頻率的各部份之電壓放大情形。曲線雖然以一個香港中文調頻廣播電台的頻率爲例，但無論可變電容器旋於任一頻率上，都應該得到同樣的頻響曲線；即曲線須最少有 200KHz 的頻寬，且其寬度是以中心頻率成兩側對稱，這樣才能得到最高忠實度的調頻廣播音響。

在一些普及型的高頻頭中，其高放級通常造成不調諧輸入的形式，這樣可以比較節省，而用一個雙連可變電容器來調諧。這種高放級當然必須是一具有 20MHz 頻寬的闊頻帶放大器以便容許對 88—108MHz 這個調頻廣播段內的頻率都有平直的響應曲線。要取得這樣闊的頻寬，調諧回路的 Q 值就必須很低；因爲電子管的柵極至陰極間內阻很低，故對調諧回路已經起了衰減的作用，所以一般都不另加阻尼電阻。天線輸入的調諧線圈，是以一個 98MHz 的頻率（整個覆蓋頻段的中點）來作爲

調整中點，並使響應曲線對 88 及 108MHz 這兩個最低及最高頻率的靈敏度損失不大於 3dB。

振盪器幅射 高放級除了提高訊號與噪聲比外，也使本機振盪與天線隔離；這樣，振盪器的訊號就不會向外幅射出去，以對鄰近的收音機造成高頻干擾。五極管的高放級通常較三極管的會有更大的隔離效果；因爲前者的屏極至柵極電容較小。必須注意的，是本機振盪的輸出也會藉底板而向外幅射，在採用成品高頻頭的地方，因爲高頻頭是用一個獨立的底板，故幅射的機會就較少。根據某些地區的電波法規，是限定以一條 30 呎高的天線爲測量準則，在 1000 呎外的振盪器幅射訊號的電場强度不應超過每公尺 25 μV。

高頻選擇性 一般收音機的選擇性都依靠中放級來避免鄰台干擾，而高放級則用來防止影像干擾及相當於中頻頻率的訊號直入收音機内。另一方面，高放級也使其他非需要接收的訊號不能進入收音機内，以搗亂正常訊號的混頻工作。調頻廣播段内的影像干擾是比較少見的，因爲第一個影像頻率是所接收的頻率再加上兩倍的中頻頻率，一個影響 88MHz 頻率的影像干擾應是 109.4MHz 的訊號，而這頻率已經超出調頻廣播段，故調頻電台的訊號不會造成影像干擾。要對 108MHz 的頻率造成影像干擾，訊號頻率必須在 129.4MHz，但在 108MHz～140MHz 這一範圍内的頻率是没有廣播電台設置的。這就是所以普及型的高頻頭可以用不調諧高放級的原因。

輸入阻抗 調頻收音機的天線輸入插口，一般都有標明匹配的阻抗數字，因此，所用的天線與引入線的阻抗就必須與所列的數字符合。祇有在匹配的情形下，引入線才可以作成任意的長度，而不影響配合效果；如果天線與引入線的阻抗均與收音機輸入阻抗數字不符合，引入線就需要計算至一定的長度，不能任意截短或延長，才能得到匹配的效果。一般調頻收音機的天線輸入阻抗均爲 300Ω，故需要用 300Ω 阻抗

的平衡型引入線。有些高頻頭也附有 75Ω 的輸入接點，以與同軸高頻隔離線配合。

7・2 高頻放大器線路

如圖 7—5 所示，是高頻放大器的兩種基本形式，在圖 7—5(a) 這個普通的五極管線路中，輸入訊號加在控制柵極上，陰極則接地，故稱爲陰極接地放大器。在圖 7—5(b)，訊號加於三極管陰極上，其柵極接地，這種線路稱爲柵極接地放大器，它是專用於三極管的高頻放大級線路形式，用以減低屏柵間電容 C_{gp} 的回輸作用。兩個放大器線路的輸出訊號都是由屏極電路取出。五極管的陰極接地放大級其屏柵電容 C_{gp} 較小，但電子管噪聲則高於三極管。因此這種電路也常採用具有最小簾柵極電流的低噪聲四極管，這種四極管的屏柵電容小，因而不但防止了令高放級造成振盪的回輸的出現，也更有效地將本機振盪與天線隔離以避免振盪器的幅射。如果爲求有最低的電子管噪聲而採用三極管，圖

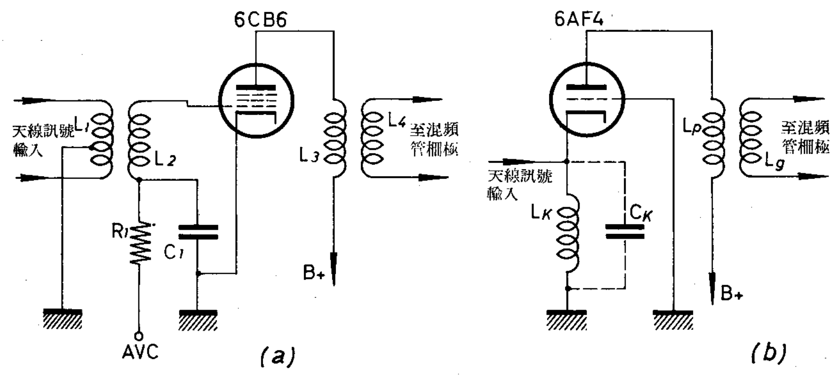


圖7—5

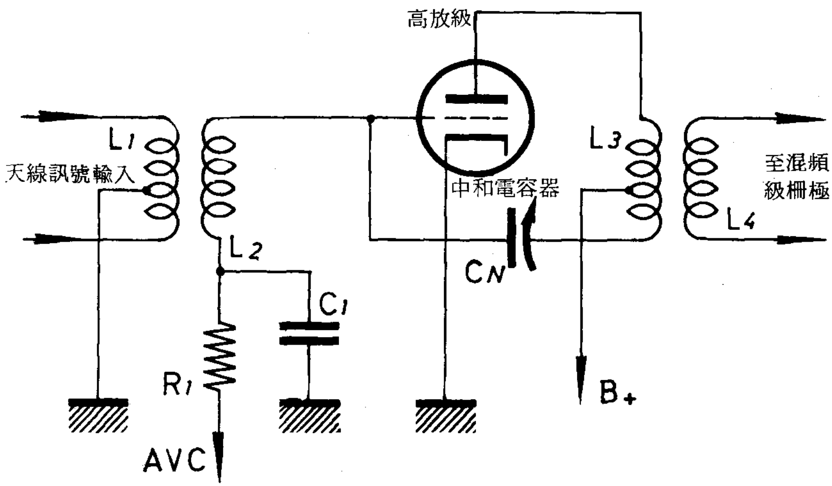


圖7—6

7—5(b)的輸入電路就要進行屏蔽，以免影響輸出訊號，或採用圖 7—6 的三極管中和放大器線路。中和電路造成一種回輸，其相位與藉屏柵電容而交連的訊號相反，故防止了高放級出現振盪。

陰極接地放大器　在圖 7—5(a)，高頻輸入訊號是藉 L_1、L_2 的天線線圈耦合至控制柵極，因爲陰極接地，故輸入訊號電壓加在控制柵極與陰極間。柵極調諧回路通過 R_1 C_1 的退交連濾波器以取得 AVC 電壓；傍路電容器 C 使訊號可以回路至接地的陰極。有一點要注意的，陰極容或接有偏壓電阻，對高頻訊號而言，它實際仍是處於地電位。放大後的輸出訊號由屏極回路的雙回路高放線圈耦合至混頻管柵極。在一些普及型的高頻頭，每多用單回路的調諧高放線圈，即如圖 7—7 的線路所示。

柵極接地放大器　在圖 7—5(b)，高頻輸入訊號是加在陰極上的，

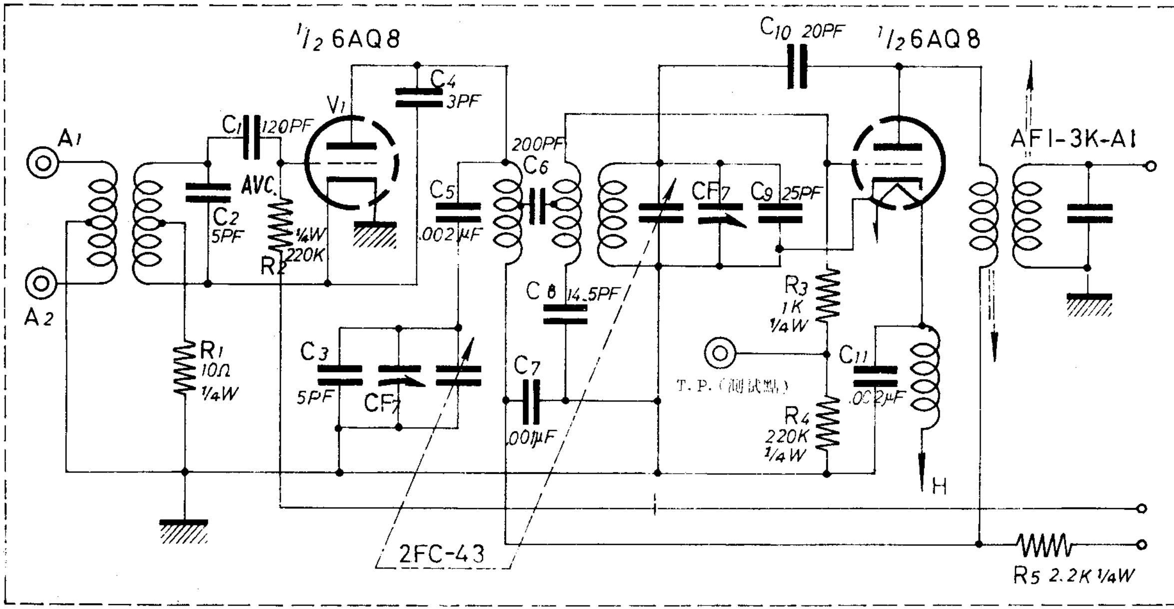

1/2 6AQ8
C4
3PF
V1
C1
120PF
A1
A2
AVC.
C2
5PF
1/4W
220K
R2
C5
.002μF
200PF
C6
C8
14.5PF
C7
.001μF
C3
5PF
CF7
R1
10Ω
1/4W
2FC-43
C10
20PF
1/2 6AQ8
CF7
C9
25PF
AF1-3K-A1
R3
1K
1/4W
T.P.(測試點)
C11
.002μF
R4
220K
1/4W
H
R5 2.2K 1/4W

圖7—7

而栅極則接地。如果有需要保持栅極上之直流電位，栅極也可以用一傍路電容器，使祇對高頻訊號而言是處於接地。留意接地的栅極實在是連於陰極負荷線圈 L_k 下面的一端，故在 L_k 上的輸入訊號電壓實際是加上陰極與控制栅極上。屏極電流隨輸入訊號的電壓而變化，故得到放大的訊號，輸出訊號在屏極藉 L_p L_g 而耦合至混頻管栅極。這種線路的好處，是接地的栅極將屏極輸出訊號與陰極輸入訊號隔離，故避免了藉屏栅電容而引起的回輸。它的缺點是難以用 AVC 來控制它的放大增益。

中和三極管放大器　圖 7—6 的高放級也是用陰極接地線路，但三極管却被加予中和以防止振盪出現。圖中所示的接法是稱爲屏極中和。屏極電路的一部份輸出訊號被饋返至栅極，中和電容器 C_N 是可變的，故可以調節中和的程度。由於 L_3 的抽頭，中和訊號與屏極訊號的相位爲相反。因此，藉中和電容器而交連至栅極的訊號抵消了由屏極藉屏栅電容而回輸的訊號。當兩個訊號都同樣大小時，放大器就得到中和。如果 L_3 的抽頭是在中心，則中和電容器的數值要等於屏栅電容量，放大器才可以被中和。

串級放大器　這種線路示於圖 7—8。它是用一複合三極管內的 V_1 組成陰極接地級以推動 V_2 的栅極接地級。爲了取得低噪聲而用三極管，但 V_1 却無須中和，因爲它的增益很低，且接於一個低值的屏負荷阻抗。整個放大器的增益取自栅極接地級，而它則是無須中和的。串級放大器的增益是 1.5×8，即約等於 12；故高頻串級放大器具有三極管的低噪聲和五極管的增益與選擇性。AVC 偏壓是加在陰極接地的一級。

如圖 7—8 所示，線路上，V_1 之屏極是經 L_k 與 V_2 的陰極作直接交連以取得直流電壓。兩三極管之屏陰內阻 V_p 構成一個 B+ 高壓的直流分壓器。如在 V_2 屏極之高壓是 250V，由於兩管內阻 V_p 之分壓作用，V_1 屏極之電壓大約等於 B+ 高壓的一半，故爲 125V。V_1 屏極的直流屏流是通過 V_2 而與高壓電源回路的；又因爲 V_1 屏極是由 L_k 而直接連於

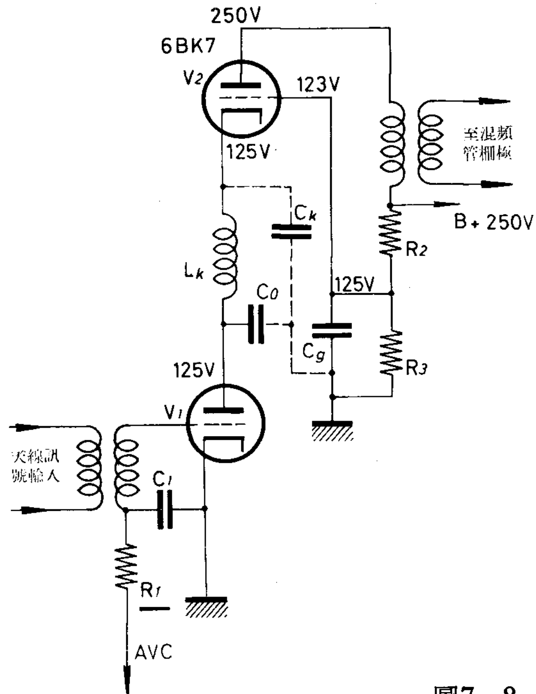


圖7—8

V_2 陰極，故這陰極之對地電位爲 +125V。因此就必須用 R_2 R_3 組成一分壓電路，使 V_2 控制柵極有一個 +123V 的電壓；這樣，柵極對陰極之直流電壓就祇是 −2V。如果控制柵極是直接與地端相連的話，陰極實際處於 −125V 的偏壓，故柵極上之負壓已令屏流截止。C_g 是作高頻旁路，使柵極上之高頻訊號回路接地，而同時又使柵極保持於一個所需的直流電位。有一點要知道的，是串級放大器需要較高之 B+ 高壓，因爲兩管接成串聯之故。

高頻輸入訊號藉天線線圈而加在 V_1 柵極上，其屏極負荷阻抗是 L_k、C_k 及 Co 組成的諧振電路。Co 是 V_1 屏極至陰極的輸出電容。這

三者構成一 π 型濾波耦合電路。當諧振時在 C_k 上的電壓提升，就作爲 V_2 柵極接地級的輸入訊號。在輸出電路上，放大後之高頻訊號藉 V_2 屏回路之高放線圈耦合至混頻管柵極。

調諧電台之可變電容器祇需加在天線線圈及高放線圈；V_1 與 V_2 的級間耦合電路具有非常廣闊的頻寬，故無須調諧。

7·3 混頻級

圖 7—9 是一用 6J6 雙三極管作混頻及本機振盪的典型線路。輸入至 V_1 混頻的訊號包括有由高放級藉 T_r 耦合而來的高頻訊號電壓及由

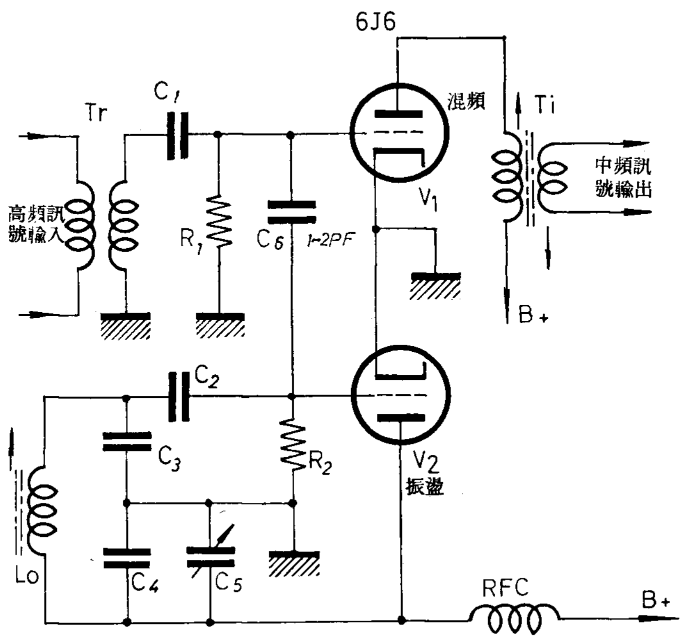


圖7—9

V_2 本機振盪級藉 C_6 交連至混頻管柵極的振盪電壓。這兩電壓的頻率差就成爲出現在 V_1 屏極 T_1 線圈上的中頻訊號。振盪器的輸出是用 C_6 這個祇有 1—2PF 的小值電容器交連至混頻管柵極，這種鬆交連的接法減低了高頻訊號電路與本機振盪電路的相互影響。C_6 接成可變的形式，這樣可以調節振盪器輸入至混頻管柵極之電壓。混頻管柵極所需之振盪注入電壓大約是 3V 峯值左右；它與高頻訊號電壓比較起來大得很多，因爲在混頻管柵極的電壓大約祇有 1 毫伏（mV）。

在一般普及型的高頻頭中，爲節省起見，通常採用自差式的變頻電路，圖 7—7 是一個典型的高頻頭線路，它利用同一個三極部份來完成混頻與本機振盪的工作；自高放級來的高頻訊號藉 C_6 200PF 電容器送至變頻管柵極的線圈，由於這個線圈與振盪線圈構成互感耦合，故振盪電壓與訊號電壓就在線圈上完成變頻的過程。

7·4 本機振盪級

本機振盪級的作用是要產生一個高頻的等幅正弦波電壓，其頻率須能與高頻訊號差拍出一個等於收音機中頻的頻率。故即是說，振盪器的頻率可以是高於或低於高頻訊號一個中頻的頻率。但一般均採用高於一中頻的頻率。振盪器的頻率需要有較高的穩定度與準確性，這樣才能與訊號頻率差拍出一個準確的中頻。校準振盪器高頻段方面的頻率是調節與可變電容器並聯的微調電容器；校準低頻段方面的頻率則是調節它的鐵粉芯或改變空氣芯線圈的長度。

振盪器輸至混頻管柵極的輸出電壓以有 2 至 5V 峯值爲正常。由於一般都是工作於由回輸電壓造成的柵漏偏壓；故測量振盪器的直流偏壓可以決定它的工作情況。振盪器輸出電壓的頻率應等於它調諧回路的諧振頻率。

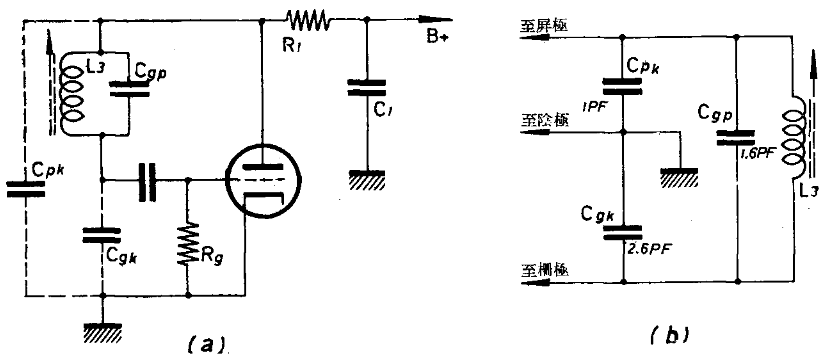


圖7—10

用於超短波段的振盪器，最普遍的，是用圖 7—10 這個稱爲超三極管 (Ultraaudion)振盪器的線路；它實際是一改良型的考畢茲電路，利用電子管電容來作電壓分壓器以產生回輸。接於屏極與柵極的振盪器線圈 L_3 是並聯有電子管的屏柵電容 C_{gp}；同時，屏陰電容 C_{pk} 及柵陰電容 C_{gk} 構成一個跨於 L_3 的電容分壓器。在柵陰電容 C_{gk} 兩端的振盪器電壓就是回輸至柵極的電壓。

利用諧振頻率公式 $fr=1/(2\pi\sqrt{LC})$ 可以從圖 7—10 已知 L_3 的值而計算出振盪頻率。設 L_3 爲 1 μH；屏柵電容 C_{gp} 與兩個串聯電容器即柵陰電容 C_{gk} 及屏陰電容 C_{pk} 並聯後的總電容爲C。請參看圖 7—10(b)，2.6PF 與 1PF 串聯後的電容量大約是 0.7PF；將這數值加於 1.6PF 的並聯電容 C_{gp}，得跨於 L_3 的總電容量爲 2.3PF。1 μH 線圈與 2.3PF 電容器構成振盪器調諧回路的諧振頻率爲 105MHz 。

當然，在實際電路上，還要加入可變電容器來作調諧，這可變電容器可加在屏極與地端，或柵極與地端。調頻收音機的本機振盪級也有採用普通形式的振盪器的，如哈脫萊式等，這些都是在調幅收音機上所習

用的，不過頻率較高而已，這裏就不再花篇幅來說明了。

在自差式變頻器中，如圖 7—7 所示，一般是將變頻管接成屏極調諧振盪電路；若爲五極管，則每每利用簾柵極來作振盪部份的屏極。

第八章　自動頻率微調

既然調頻電台是地區性的廣播，收音機所收到的訊號必然有一定的强度；因此，就可以在收音機內實現自動頻率微調（AFC）的設施。如果在普通的調幅收音機中也加設自動頻率微調，應用的意義就不很大；因爲要接收遠地的弱訊號時，自動頻率微調就總是力求將收音機調諧在一個臨近的强訊號頻率上，這時就不得不將自動頻率微調切斷，故在操作上就不很方便。祇有一些用按鈕式開關來選擇電台的調幅收音機（如汽車收音機），才有必要裝設自動頻率微調。因爲這些收音機一般都是用來接收本地的强力電台的，而另一方面它又要簡化調諧手續並同時保證調諧情況的穩定。

8·1 動作原理

在收音機上，收音的不穩定主要是由於本機振盪級的頻率不穩所致，這種不穩定的原因，可能由於電源、電壓、溫度、濕度等的變化或機械振動所引起；於是，自混頻級輸出的中頻就會低於或高於額定的中頻頻率，其結果是聲音發生起伏變化，甚至更嚴重的，是接收的電台訊號從原來刻度盤的位置上消失。自動頻率微調的作用就是要將振盪的頻率穩定起來。

自動頻率微調的基本原理是將需要被微調的振盪頻率與所接收的電台頻率相比較，當本機振盪頻率與電台頻率出現一個超出於中頻頻率的

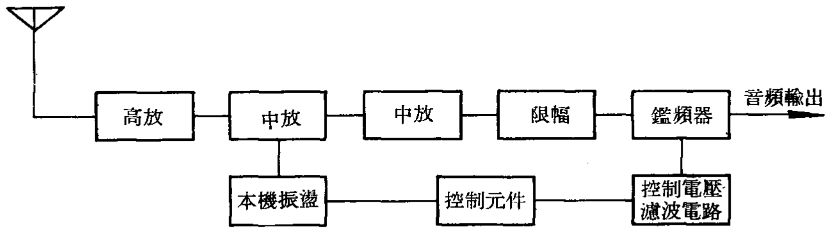


圖8—1

偏差時，本機振盪頻率就自動地跟着變化，使相差永遠是一個額定的中頻頻率。

圖 8—1 是裝有自動頻率微調的超外差收音機結構方框圖，可以看出，它與普通調頻收音機比較起來，不過是多了控制電壓濾波電路與控制元件兩部份。從第二章中知道，鑑頻器內的二極管，其檢波輸出電壓是隨調頻訊號頻率的偏移而作高低變化的。因此，如果利用這種頻率偏移而引起的變化電壓來加在控制元件上，就可以將因振盪頻率偏差而造成的中頻頻率偏移矯正過來，使回復額定的中頻頻率。當然，由鑑頻器取出的控制電壓必須經過電阻電容器組成的濾波電路，使隨調頻訊號內的調制音頻而變化的電壓波動被濾除，使真正的中頻頻率偏差才會引起控制元件上的控制作用。否則，振盪器的頻率會不斷隨調頻訊號內正常的頻率擺動而變化，於是引起了本機振盪級的音頻調制。

提供自動頻率微調的控制電壓的，可以是任何平衡型的鑑頻器，例如相移鑑頻器、雙失諧鑑頻器及平衡型比率檢波器等。正交鑑頻器不能造成自動頻率微調，不平衡的比率鑑頻器一般並不適宜於使用自動頻率微調，因爲這種電路甚至在中心頻率時，其電壓取出點也不是處於零電位，同時，當調頻訊號的强度（幅度）變化時，電壓也跟着改變。除非

加入限幅器，使調頻訊號的强度不會變化，不平衡鑑頻器才可以使用自動頻率微調，此外，控制元件（電抗管或電容二極管）的偏壓，應該調整於在額定中頻頻率時，鑑頻器電壓取出點上所處的電位。

8・2 電抗管控制器

一般調頻收音機本機振盪級的振盪頻率，決定於它的振盪線圈L及電容器C的數值，要矯正振盪頻率的偏差，使保持於一個不變的額定頻率，可以用調整振盪回路中的L或C的數值來達成。電容器與線圈都是電抗性的元件，由於它們電抗（感抗及容抗）的大小，決定了振盪頻率的數值。因此，如果有一個控制電路，它本身具有電抗的作用，而其電抗的大小又決定於鑑頻器的輸出直流電壓，又因爲鑑頻器輸出直流電壓的大小是由於中頻頻率偏差所造成，故這控制電路的電抗是直接關係於本機振盪級的頻率偏差。將這電路的電抗加於本機振盪的LC振盪回路上，自然就可以矯正振盪頻率的偏差。

在自動頻率微調中，取得電抗的控制電路，皆是由電抗管或電容二極管構成。所謂電抗管，不過是普通的電子管，祇利用線路上的連接以達成具有電抗的作用而已。圖8—2是一個由五柵七極管構成的電抗管控制電路；電抗管的屏極至陰極整個電路是並聯於本機振盪級的調諧振盪回路上。當調諧振盪回路的電抗發生變化造成頻率偏差，由鑑頻器而來的控制電壓就令電抗管作用，以增減調諧振盪回路上的電抗，從而矯正振盪的頻率。被矯正的本機振盪級，可以是任何由LC組成的調諧振盪回路，但却絕不能是石英晶體的振盪電路。

任何電抗的最基本特性，是通過它的電壓與電流有90°的相位差；電抗管就正是具有這種電抗特性。與振盪調諧回路並聯的電抗管屏極至陰極電路無論是任何電抗（感抗或容抗），都可以使振盪調諧回路的頻

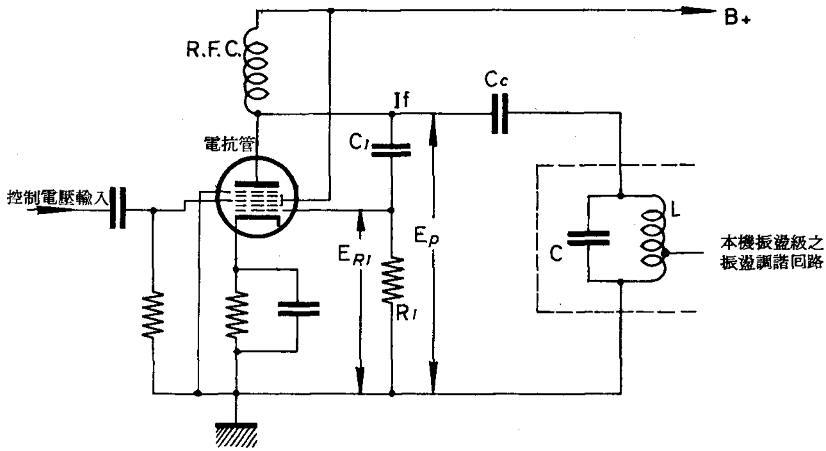


圖8—2

率改變。

若電抗管屏極至陰極電壓是滯後於屏流的話，並聯於振盪調諧回路的就是一個容抗；相反，若屏極至陰極的電壓超前於屏流，電抗管就呈現感抗的特性。無論是容抗或感抗，它若發生變動都會改變振盪調諧回路的頻率。電抗管的電抗數值決定於它的互導率（Gm），因此，由鑑頻器而來的控制電壓，是用來使電抗管處於不同的工作點，從而造成它不同的互導率。

用五柵七極管來作電抗管，它的結構就最爲明顯，因爲它有兩個控制柵極，一個用作鑑頻器控制電壓的輸入，另一個則用以回輸屏極的電壓。在圖 8—2 中，R_1 C_1 接在電子管屏極至陰極電路上，用來將屏極電壓回輸至控制柵極上，以使電子管出現電抗。在 R_1 上的電壓就是回輸電壓，它必須與電子管的屏極至陰極電壓成正交（90° 相位差）。要

注意正交網絡 R_1C_1、振盪調諧回路及電抗管屏極與陰極這三者是成並聯的，故它們均加有電壓 E_p。在本機振盪的工作頻率上，交連電容器 C_c 與陰極旁路電容器的電抗均低至可以忽略。

振盪調諧回路的振盪電壓藉交連電容器 C_c 加在 C_1R_1 串聯的回路上成爲 E_p。由於 C_1 的容量用得非常小，在本機振盪級的工作頻率時，它的電抗最少比 R_1 的電阻大十倍，於是 C_1R_1 這個串聯回路可以看成是純電感性的，故 E_p 通過 C_1 的電流 If 在 R_1 上產生一電壓降 E_{R1}，If 超前 E_p 90°。但 R_1 是一電阻，If 所造成的電壓降 E_{R1} 是電壓與電流同相，故即 E_{R1} 超前 E_p 90°。

R_1 上的電壓降是接在電子管控制柵極上的，而屏流又是跟隨控制柵極上電壓變化，所以屏流也如控制柵極電壓 E_{R1} 一樣是超前 E_p 90°。既然通過電子管的電流是超前其屏陰極間電壓 90°，故可以說，這個電抗管的屏陰間電路是容抗性的。玆將上述的相位關係綜合如下：

（1）因爲 R_1C_1 是電容電路，R_1 上的電流及其電壓降 E_{R1} 是超前 E_p 90°。

（2）屏流是隨控制柵極電壓而變化，故爲同相；通過電抗管之屏流也超前 E_p 90°。

（3）因此，屏流既超前電子管屏陰極電壓 90°，故電抗管是容抗性。

當在電抗管的另一控制柵極加入由鑑頻器而來的控制電壓，從圖 8－3 這條鑑頻器輸出控制電壓曲線可以看出，當額定中頻沒有偏差，控制電壓爲零，電抗管控制柵極上衹有固定的柵偏壓，故没有電抗的作用，本機振盪級保持額定的振盪頻率。但若這振盪頻率偏高，令中頻超出額定頻率，鑑頻器輸出一個負的控制電壓，電抗管控制柵極電壓趨負，互導降低，並聯在振盪調諧回路的電抗增大，振盪頻率減低，偏回原來的額定頻率。若相反，振盪頻率偏低，控制電壓使電抗管柵極趨正，互導增加，電抗減小，令振盪頻率升回原來的額定值。

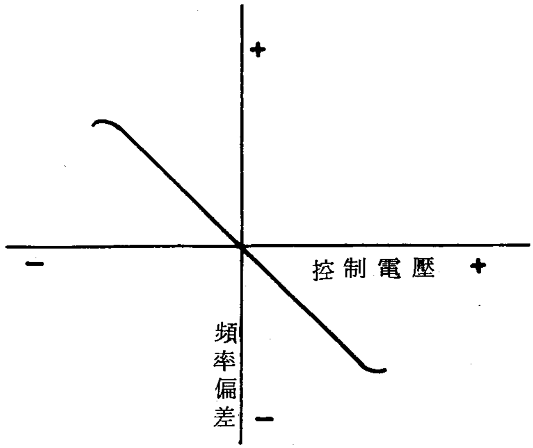


圖8—3

在實際線路上，電抗管通常是用三極管或將多極管作成三極管的接法，回輸電容 C_1 就利用電子管的屏柵極間電容，將 Ep 回輸至控制柵極上，而這個控制柵極亦同時用來作控制電壓的輸入。

具有自動頻率微調的調頻收音機，一般在中頻偏移達 100 KHz 仍可得到同步的追蹤。而電抗管的自動頻率微調約需有 20 KHz 範圍的頻率變化才起矯正作用。

從鑑頻器引出的控制電壓，必須注意其極性的接法，如果極性錯誤，電抗管就會令本機振盪頻率向偏差的一方增加，故不但失去自動頻率微調的作用，反令振盪頻率形成嚴重的失調。在出現這種情形時，祇須將鑑頻器中頻變壓器的次級繞組兩端對調就可以改正過來。

加有自動頻率微調的收音機在作三點統調時，應先將接控制電壓的線路斷開，並令電抗管控制柵極接地，再進行統調的手續。

8·3 電容二極管控制器

在最近一些較新式的自動頻率微調電路中，則一般比較盛行採用電容二極管來作控制。它的線路接法較電抗管的簡單得多；因爲電容二極管可以實際看成是一個電容器，它的電容量的大小是隨加在它兩端電極的電壓而變化。因此，當由鑑頻器而來的控制電壓加在電容二極管的兩端時，電容二極管的電容量就隨着這個電壓的大小而改變，由於這電容二極管是並聯在本機振盪的LC諧振槽路上，故本機振盪頻率也因而跟着變動。近年來，一些廠製的成品高頻頭，均普遍內附有電容二極管接成的自動頻率微調電路。

第九章　超再生接收原理

在前面各章所講的，都是關於調頻超外差收音機内的各部份線路；但除了超外差式收音機外，超再生的接收方法也同樣可以用來進行調頻廣播的收音。當然，正如在調幅的接收一樣，超再生收音的效果是遠遜於超外差式的；但由於它結構簡單無需調整，往往就成爲初學者在進行安裝正規的調頻超外差式收音機前的踏脚石。爲此，這一章特別就超再生式收音機接收調頻廣播的原理來探討。

9·1　超再生的形成

超再生式的接收是循着再生式收音機的發展而來的，在再生式收音機中，它所以能够較普通的直接檢波式接收來得靈敏，是因爲它利用了正回輸，將出現在電子管屏極的、經過放大的高頻訊號通過再生線圈的磁感耦合送回至栅極的調諧回路，於是訊號就較原來的大大加强。但再生機的再生調節是要求很嚴格的，回輸至栅極的高頻訊號不能太多也不能太少，太多會使電子管的屏極與栅極間形成振盪出現嘯叫聲，太少則又減弱了收音的靈敏度；因此，最理想的調節是使再生處在振盪與不振盪間的交界點上，但這一狀態往往是不穩定的、任何電壓、温度及訊號强度的變化都會使這最靈敏狀態消失，或造成嘯叫。

既然再生式收音機造成振盪是因爲回輸的訊號太强所致，這就是說，在振盪狀態的再生式收音機是具有最高的靈敏度，不過因爲振盪而

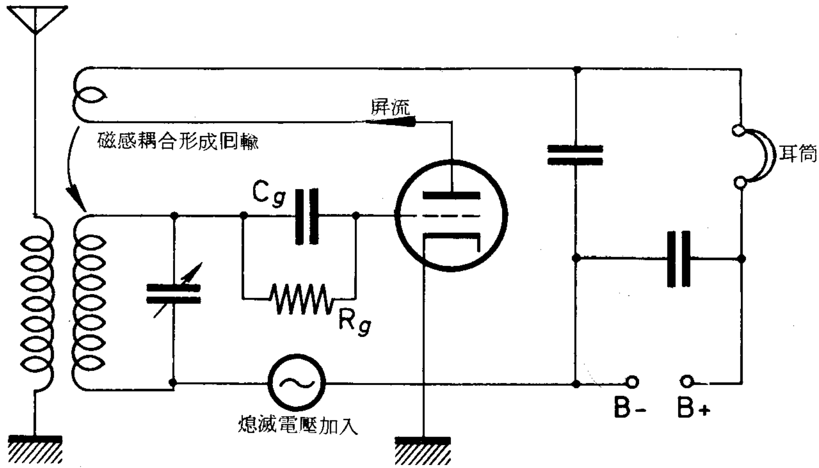


圖9—1　超再生式收音機的線路圖

破壞正常的收音而已。如果能够令這種振盪不對收音造成騷擾，收音機無疑就能够處於最高的靈敏度。超再生式收音就是利用再生式收音機這種振盪狀態，但它却利用某種措施來將振盪的持續狀態破壞，再生振盪祇間歇地出現，於是收音機就可以在最高的靈敏度下正常收音。故簡而言之，超再生接收實在是一種間歇振盪狀下的再生形式而已。

在圖 9—1 這個超再生式收音的線路圖中，可以看到它與普通再生式收音機不同之處，是在柵極回路中加入了一個熄滅電壓。所謂熄滅電壓，顧名思義就是一個用來使電路上的再生振盪停止的訊號。這個交變的電壓令電子管的柵偏壓週期性地變化；在熄滅電壓的正半週時，柵偏壓趨正，屏流增大，於是回輸的程度加强，電路發生再生振盪；在熄滅電壓的負半週時，屏流減少，回輸程度減弱，振盪於是停止（見圖 9—2 之 a、b）。以後熄滅電壓再在正半週，再生振盪又出現；熄滅電壓在

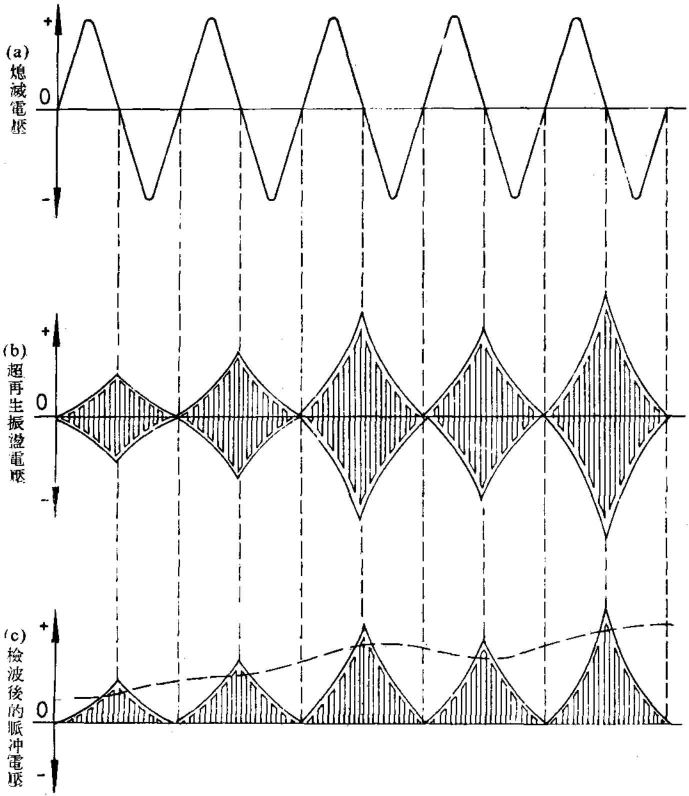


圖9—2

負半週，振盪又停止，如是不斷地循環下去，就成了間歇的再生振盪。這種間歇振盪是稱爲超再生振盪。

超再生振盪的振幅決定於輸入至柵極回路的訊號幅度，故若在圖 9—1 柵極回路輸入一調幅訊號（圖 9—3a），超再生振盪電壓的振幅也將按着調幅訊號上的音頻調制波幅而變化（圖9—3c），於是檢波後的輸出，就是帶有超再生振盪成份的脈動電壓，其幅度變化的平均值相應

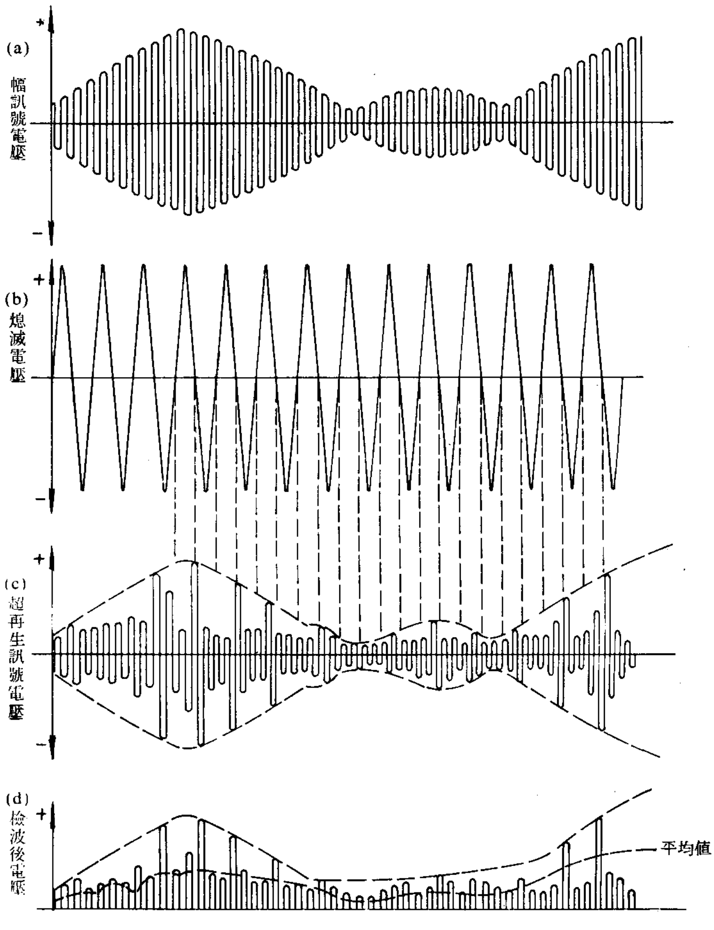


圖9—3

於音頻調制訊號的變化（圖9—3d），因而在耳筒或揚聲器中就得到廣播的音響。

調頻訊號雖然是等幅的，但由於超再生式收音機在接收調頻廣播時

是利用了斜率檢波的原理，即將調諧回路故意旋得略爲失調，於是在電子管柵極就得到一個調頻調幅訊號（詳見第2—1節），超再生振盪電壓就可以按照訊號的調幅來變化。

在柵極回路沒有訊號輸入時，由於電子管内的熱電子運動及各零件内部的雜亂電子移動，於是形成了微弱的電脈冲，這些電脈冲出現在電子管柵極上，也造成了超再生振盪的出現，電脈冲的峯幅越高，振盪電壓的幅度越大。因爲電脈冲是雜亂而不規則的，超再生振盪電壓的幅度也就變化不定，於是檢波後的音頻輸出，就沒有一定的音調(圖9—2c)，這種雜亂的音頻就成爲超再生式收音機在未接收到訊號時的一種“嗞嗞”聲，一般稱它爲超再生噪聲。

9·2 超再生的兩種形式

如果再深入來探討，超再生式接收線路由於所用熄滅電壓頻率的不同，還分有直線性與非直線性兩種。

在直線性超再生中，熄滅電壓的頻率用得較高，它的幅度就能够與輸入訊號的振幅成正比。原因是熄滅電壓的頻率相當高，在其正半週時，振盪幅度雖然隨着訊號加大，但在其未隨訊號到達最高振幅時，熄滅電壓的負半週已經來臨，於是逼使振盪停止（見圖9—4）。在熄滅電壓正半週内的振盪幅度，其最高值決定於輸入訊號振幅的大小；故檢波後的音頻，其幅度變化就極接近於輸入訊號的調幅變化，所以失真就較小。

必須指出，在直線性的超再生中，受到超再生噪聲的干擾是較爲嚴重的。同時，電子管要求有較高穩定的電源供應，否則，超再生級的放大率將受到電源電壓變動而影響。並且，直線性超再生要求有較嚴格的調整，故在一般初學者裝製的超再生式收音機線路中，甚少有採用直線性的。

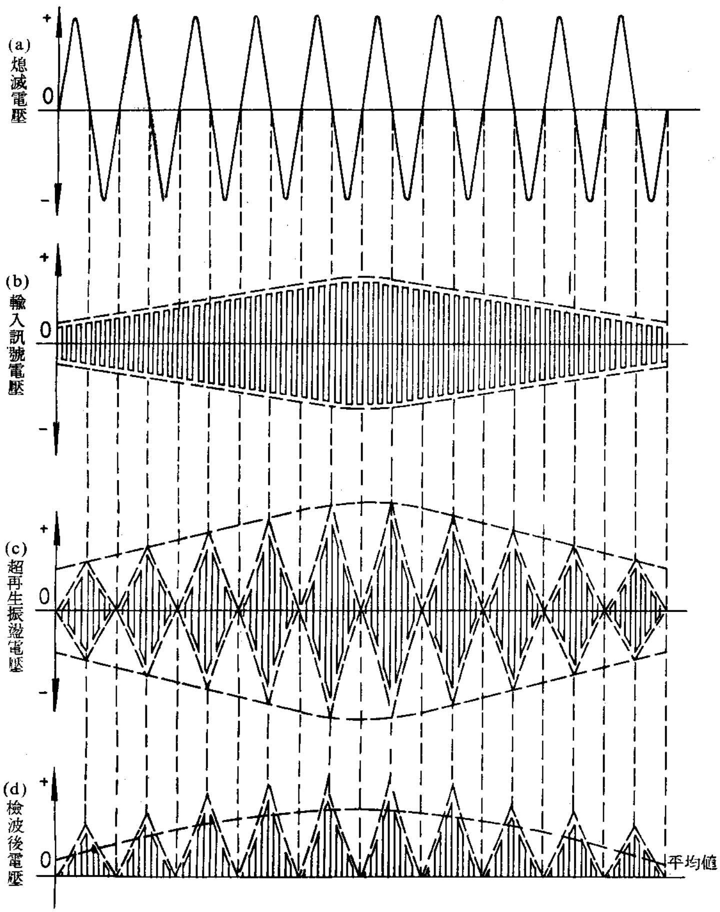


圖9—4

非直線性超再生的熄滅電壓頻率較低，故其正負半週出現的時間就較長。在正半週時，振盪跟隨輸入訊號幅度到達最大值後，仍未被熄滅，並且保持有一段時間的最大值，直至熄滅電壓的負半周，振盪才停

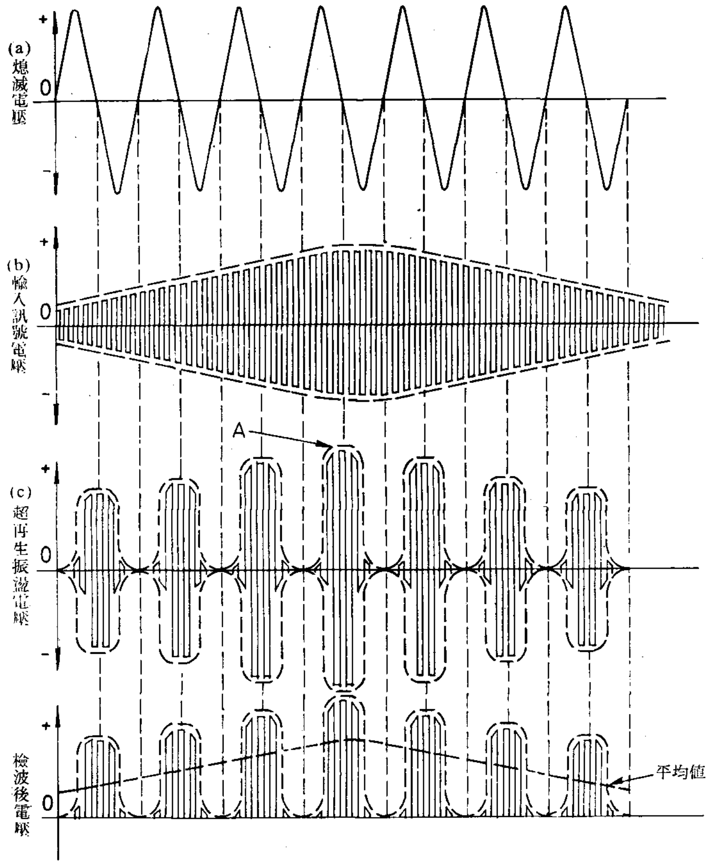


圖9—5

止（見圖 9—5）。輸入訊號的振幅越大，振盪保持於其最大幅度的時間就越長，而振盪升至最大幅度時所需之時間亦越短（見圖 9—5a 之波形）。故即是說，訊號的振幅與振盪電壓幅度的大小無關，而僅影響最大振盪幅度的持續時間。最大振盪幅度的時間越長，屏極最大屏流也維

持得越久，故檢波後的音頻輸出，其平均電壓值並不與調幅訊號的振幅變化成正比，而祇決定於平均的屏流。這樣的音頻當然與原來的調制訊號有較大的失真。但它可以免除了上述對直線性超再生的各種限制及缺點，故在初學者的製作實驗中，受到廣泛的採用。

9·3 熄滅電壓的取得

圖 9—1 這個線路上的熄滅電壓的取得有兩種方法，其一是由一個產生熄滅電壓頻率的振盪器取得；其二是由線路上本身的零件來造成一個熄滅電壓。前者稱他滅式超再生、後者爲自滅式超再生。自滅式超再生由於無需要另加一個獨立的振盪電路以取得熄滅電壓，故所用的零件較少，也易於調整，但它的超再生工作是屬於非直線性的。時下所見一般採用超再生的收音機線路，均爲自滅式的。

下面用圖 9—6 這個實際的自滅超再生式收音電路來說明一下產生熄滅電壓的過程。產生熄滅電壓的零件是線路上的 C_g 與 R_g。當電路上有再生振盪時，電子管的柵極必然是處於正電位，於是柵流出現，這柵流向 C_g 充電使它兩端出現有電荷，其極性如線路上所示。隨着再生振盪的幅度加强，C_g 所積聚的電荷越高，當其負電荷足以令屏流降低至使再生振盪停止時，没有柵流出現，故 C_g 通過 R_g 而放電，隨着 C_g 兩端的電荷逐漸減少至屏流又再次增大，於是再生振盪又出現，C_g 又被柵流充電。這充電與放電的過程不斷地重複下去，再生振盪就間歇地出現。C_g 上的充放電時間就是熄滅電壓的正負週期時間，故 $C_g R_g$ 的時間常數決定了熄滅電壓的頻率。

這個熄滅電壓頻率的選擇，決定於三個條件。其一，是它必須超出聞限内的頻率，以免影響廣播訊號的音頻；其次，是它要比輸入訊號的頻率低得多，否則在熄滅電壓的正半週期内，超再生振盪的振幅來不及

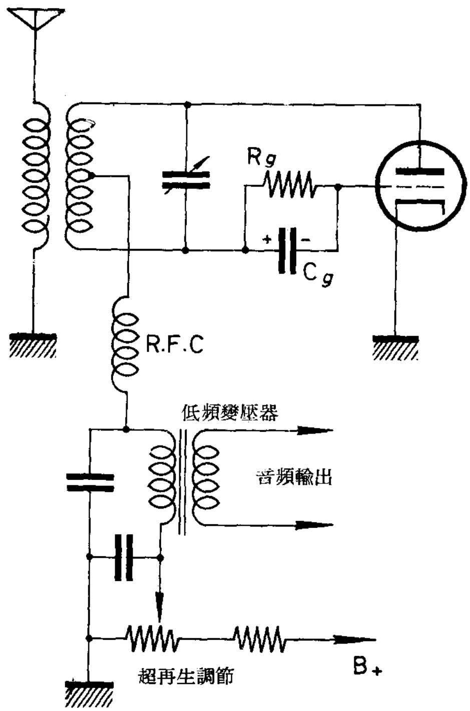


圖9—6

增高至足够大的值；這兩項條件使超再生收音機很少被用於中波的廣播段內接收，而在超短波的接收就特別有利。最後一條件是決定於超再生的直線或非直線工作狀態，直線式的超再生所需的熄滅電壓頻率較高。一般用於超短波接收的超再生式收音機線路的設計，其熄滅電壓頻率均爲 200KHz 左右。

9·4 超再生式接收的缺點

由上面可以看出，超再生式收音機的最主要優點，是它具有很高的靈敏度而線路結構簡單，在很小的輸入訊號下就能引起强烈的超再生振盪以得到很高的放大率，而這放大率又與電子管的工作特性無關。

但這種簡單的收音機，也具有其一定的缺點，下面是最主要的三項：

（1）選擇性差，通頻帶寬：由於超再生式收音機是處於振盪狀態，它已失去了再生式收音機調諧尖銳的優點，與電台頻率相鄰的微弱干擾訊號也會引起超再生振盪，而在檢波後形成噪聲。由於調頻廣播段內的電台分佈較疏，故在調頻接收中，選擇性差基本上不成爲嚴重的缺點；况且，通頻帶寬正是接收調頻訊號所需要的。

（2）噪聲大，對於直線式超再生收音機尤爲嚴重。

（3）振盪向外輻射形成干擾：由於工作於振盪狀態，振盪的訊號將藉天線向外輻射，對鄰近的收音機及電視機構成干擾。爲了防止這種情形，可以在超再生電路前增加一高放級，但這將令超再生式收音機變得較爲複雜。

第十章　調頻收音機各級的校正

無論任何收音機、擴音機或一切器材，在進行校正之前，必先將各銲接的部份重複核對線路以保證完全無誤，然後再量度各級的電源電壓，最後才令之在正常狀態下工作，並開始校正的步驟。故在校正調頻收音機之前，上述的各項預備程序也是不可缺少的。若一旦裝製完畢便急於開機試聽效果，而忽略上述的手續，往往就可能因爲極小的一點錯誤而致校正不能達成預期效果，甚至可能導致電子管或零件有損壞的危險。

在再三複核接線無誤後，可以進行下面的試驗步驟：

（1）將全部電子管拔下，用萬用電表歐姆檔量度高壓濾波電路之電解質電容器兩端及電源插蘇兩金屬脚，看有無短路。若正常，可插上電源並將開關開啓。

（2）從萬用電表交流電壓檔量度電源變壓器各繞組之電壓，看是否正常。然後將各電子管插回各原來的管座位置上，觀察各電子管燈絲是否正常發亮。

（3）關掉電源開關，並插上整流管。將萬用電表撥於直流高壓檔，負極試筆接收音機底板或地線點，正極試筆按於整流管之陰極。開啓電源，留意電表指針逐漸偏轉至一個最高讀數，然後再慢慢下跌至一個固定讀數，這讀數即爲收音機的直流高壓數值，如這數字正常，則證明整流級無誤，及各級電子管之屏極電路接線沒有與地端發生短路的情

形。最後用萬用電表量度各級電子管之屏極負荷電阻兩端電壓降有無異常之情形，並由歐姆定律公式可約略算出各電子管之屏流。

經過上述試驗步驟證明收音機已於在正常狀態下工作，就可以開始校正的手續，其調整的先後次序如下：

(A) 音頻放大級；

(B) 去加重電路；

(C) 鑑頻器；

(D) 限幅器；

(E) 中頻放大級；

(F) 本機振盪級及混頻級；

(G) 高頻放大級；

(H) 天線輸入回路；

(I) 調諧指示器及其他附加電路；

(J) 綜合調整。

音頻放大級及調諧指示器等部份與一般之調幅收音機的結構並無異處，這裏就不再述及。

10·1 去加重電路

測量去加重電路的頻率特性，最理想的方法是在鑑頻器之前由訊號發生器輸入一中心頻率為 10.7MHz 的調頻訊號，或在收音機天線端輸入一在超短波段頻率的調頻訊號，而於音頻放大級則接一電子管電壓表，改變調頻訊號之音頻調制頻率，就可以在電子管電壓表得出各音頻頻率時的不同電壓讀數，用此與去加重網絡特性曲線比較，就可知道去加重的效果是否正常。關於時間常數為 50 μS的去加重網絡特性曲線可參考圖 1—5。

上述採用在鑑頻器前輸入測量訊號的方法，是要使測量的情況與去

加重電路在收音時的完全相同，因爲去加重網絡的時間常數受到前面及後面相連的電路影響頗大。例如，鑑頻器之輸出阻抗實際並不爲零，而是有相當的數值，因此就可能令一個時間常數正確的去加重電路造成高音段的嚴重失真。又在去加重電路後的音量調節電位器若阻值太低，也會令時間常數發生變化，故電子管電壓表是接在低頻放大級的柵極上，即在測量時，將音量調節電位器的影響也包括在內。但一般而言，電位器的阻值若在 500KΩ 或以上的，其對去加重電路時間常數的影響甚微，可以忽略不計。

用調頻訊號發生器校正法　去加重電路之旁路電容器，其在最低音頻調制頻率時之電抗應遠大於鑑頻器的輸出阻抗及音頻放大級之輸入阻抗，故此電容器之數值一般以 0.001 μF 的最適宜。若要構成一時間常數爲 50 μS 之去加重電路，串聯電阻之數值應爲 50KΩ。

將調頻訊號發生器接於收音機之高放級或中放級輸入（由訊號發生器所能產生頻率决定），音頻調制頻率以在 200Hz 至 15KHz 的範圍內變動，調制程度（百分率）保持一定，調頻訊號輸出限制在 0.5V 至 1V 的任一固定數字上。從電子管電壓表上各音頻調制頻率時的電壓讀數，就可比較是否與圖 1—5 曲線的變化情形相同。若在某一音頻調制頻率時有過份升起或急劇下降而與曲線相異的情形，就要將 50KΩ 串聯電阻改換以更適當的數值。

用普通音頻訊號發生器校正法　在沒有調頻訊號發生器的情形下，就祗能採用權宜的方法，以一具音頻訊號發生器來進行校驗。首先要定出串聯電阻的數值，方法如下：相移鑑頻器之輸出阻抗約爲 20～25KΩ，比例鑑頻器之輸出阻抗約爲 5～10KΩ，將計算出之 50KΩ 去加重電路串聯電阻數值減去鑑頻器輸出阻抗，即爲電阻實際應有之阻值。

音頻訊號發生器之輸出是直接加於去加重電路上的。在音頻訊號發生器之低阻抗輸出端與去加重電路間串聯接入一電阻，使附加電阻與訊

號發生器輸出阻抗之合成電阻值等於鑑頻器的輸出阻抗。

10·2 相移鑑頻器

鑑頻器之校正，主要是鑑頻級中頻變壓器之調整與其S響應曲線的調整。由於所用儀器的不同，校正的手續也各異，下面就幾種儀器之調校手續來分別說明。

用高頻訊號發生器及電流表之校正方法 高頻訊號發生器必須能夠輸出10.7MHz的高頻訊號，並且可以作±500KHz～1MHz範圍的變化；電流表之滿偏轉爲100 μA。校正之步驟如下：

（1）測量限幅器之屏極及簾柵極電壓是否正常，一般爲30V～100V之間。

（2）在圖10—1之A點接入高頻訊號發生器；並於B點接一阻值自100K至1MΩ間之電阻，再與電流表串聯接地。

（3）在高頻訊號發生器輸出一等幅之10.7MHz高頻訊號。調節鑑頻級中頻變壓器初級之鐵粉芯（如爲空氣芯式變壓器，則調節與初級

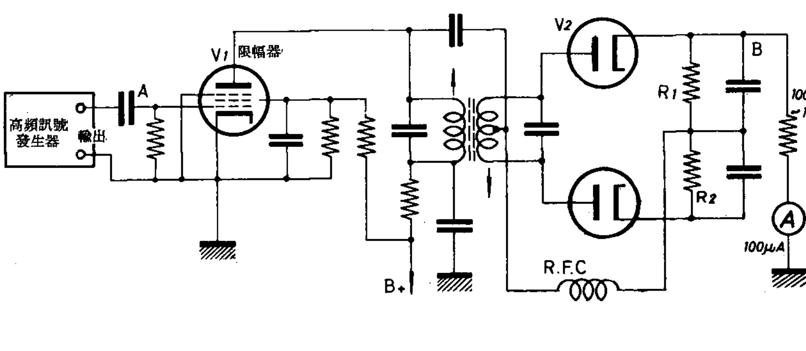


圖10—1 用高頻訊號發生器及電流表校正相移鑑頻器的連接方法

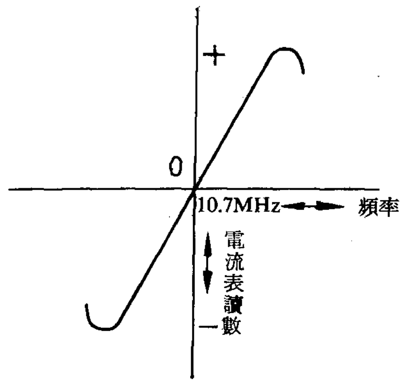


圖10—2　正確的鑑頻器S曲線

並聯之微調電容器），至電流表之讀數爲最大。

（4）高頻訊號發生器之輸出保持爲10.7MHz，細心調節次級之鐵粉芯，使電流表突然跌向零值。由圖10—2這條S狀鑑頻器響應曲線可以看到，在零點附近的曲線是非常陡峭的，因此調節時就要比較細心，以免調得超過零點。如果電表指針是逐漸偏向零點的，並不表示調節正確，因這是變壓器遠離10.7MHz而嚴重失調所致。有一點要特別說明白的，是無論調節鐵粉芯或微調電容器，最好是使用由硬膠製成的專用作調節的絕緣棒，這樣可以避免人體感應。如果用普通的螺絲起子來調節，就可能會出現當起子從鐵粉芯處離開時，電流表的讀數會發生變化，這樣就難以調節準確。

（5）經過上述手續，變壓器之初次級原則上已經被調準於10.7MHz的頻率；爲了知道一下鑑頻器是否良好地工作，可以進行S響應曲線的測量。測量的方法是將高頻訊號發生器以10.7MHz爲中點，將頻率作±200～300KHz內的變化，並且記下電流表在各個頻率時的讀數。根

據這頻率與電流讀數的關係，就可繪出一條如圖 10—2 般的響應曲線。頻率之升高或降低，使電流表之讀數爲正或負，這一點是沒有關係的；祇要頻率是自中心頻率升高或減低，造成電流表讀數的正負性爲相反就可以了。使電流表作最大偏轉的兩個頻率就是 S 響應曲線的兩峯點。

一個設計與製造均良好的鑑頻級中頻變壓器，其 S 響應曲線的直線部份必須有 150KHz 或以上的範圍，並且曲線的正負部份須互相對稱。若曲線如圖 10—3 般不對稱，可能是下述原因所造成：

(A) 變壓器初級未準確調諧於 10.7MHz。

(B) 變壓器次級之中心抽頭並非準確爲中點。

(C) 鑑頻器電子管 V_2 之兩邊二極管特性不一致。

(D) R_1、R_2 兩電阻之數值有嚴重之誤差。

上列各點的矯正方法，下文將會談到。

用高頻訊號發生器及電子管電壓表之校正方法 進行的步驟及方法

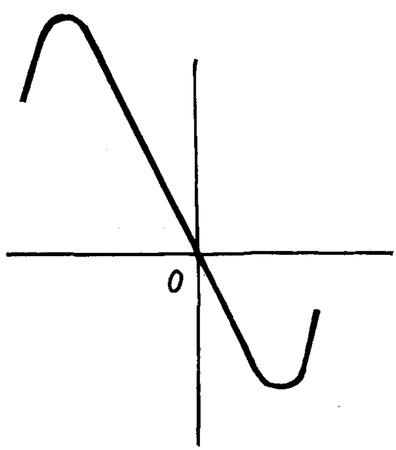


圖10—3　不對稱的鑑頻器 S 響應曲線

與上述的完全相同，不過是用電子管電壓表代替電流表及串聯電阻接於圖 10—1 之（B）點而已。由於電子管電壓表之內阻較高，故所得之檢波輸出電壓讀數也較準確。如用萬用電表的電壓檔來代替電子管電壓表也可以，但其內阻最小要有 20KΩ/V；如果內阻太低，將會令鑑頻器失調，而致讀數不準確。

用擺頻訊號發生器及示波器的校正方法 這種用視覺來校正的方法，可以直接從示波器管面上看到 S 響應曲線的實際形狀，故調校的手續就最爲快捷。但若所用示波器的尺寸太小，就不可能清楚地顯示出曲線的各個部份，在觀察其直線情形時就有點困難；故在必要時，可能要用前面逐點量度的方法來繪出 S 曲線的形狀以便研究。用這種視覺校正方法進行的手續如下：

（1）儀器與線路之連接情形如圖 10—4 所示，示波器之垂直輸入端接於線路之 B 點，而水平輸入端則與擺頻訊號發生器（Wobbulator 或

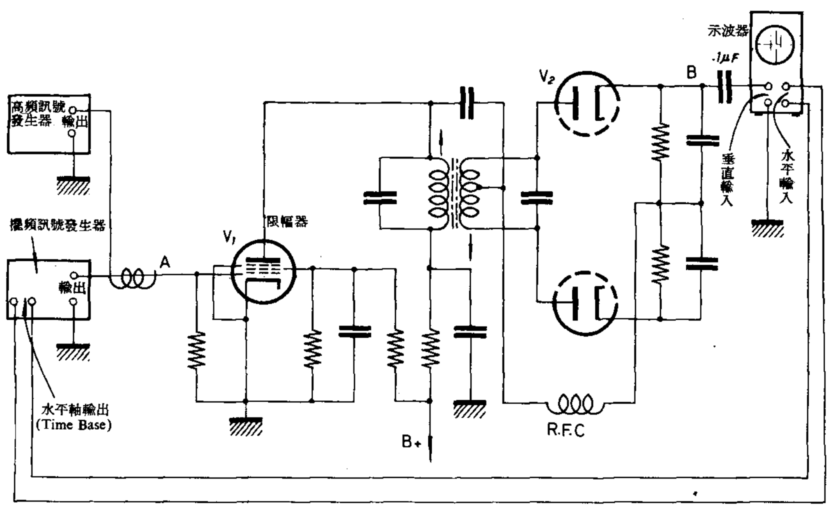


圖10—4 用示波器及擺頻訊號發生器校正相移鑑頻器的連接方法

稱描頻訊號發生器 Sweep Generator）之水平軸輸出相連。擺頻訊號發生器之高頻輸出接於限幅器之柵極，並另用一高頻訊號發生器與A點作疏交連，用作產生標識（Marker）的訊號之用。

（2）擺頻訊號發生器輸出一以10.7MHz爲中心作±300KHz～500KHz頻率偏移的高頻訊號；高頻訊號發生器則輸出一10.7MHz之等幅高頻訊號，用作S曲線上之頻率標記。

（3）交互調節鑑頻級中頻變壓器之初次級鐵粉芯，並觀察示波器上之圖形，使出現如圖10—5所示之S狀曲線；自高頻訊號發生器10.7MHz頻率訊號所造成的星誌記號，則出現在曲線的正中點上。

（4）當S曲線被調校至平衡後，可以進行決定曲線上各部份的頻率數字。方法是將高頻訊號發生器的頻率，從10.7MHz爲中心，作±300KHz～500KHz範圍內逐點改變，星誌記號就依次在曲線的各點上出現，（圖10—6）高頻訊號發生器刻度上所示的頻率數字就是S曲線

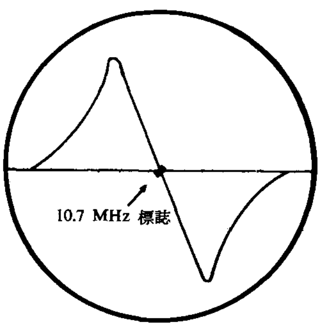


圖10—5 在示波器上所出現的S狀曲線，中間之星誌點是高頻訊號發生器所造成10.7 MHz標誌。

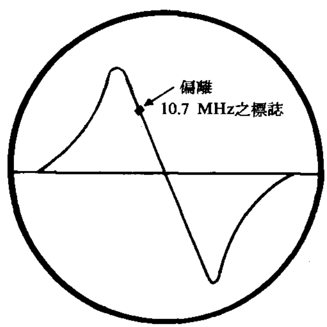


圖10—6 將高頻訊號發生器之頻率自10.7 MHz移開，標誌即出現在S曲線的其他地方上。

有星誌出現的一點上的頻率。這樣就可以確定S曲線兩峯點之頻率是若干，看是否與中點頻率互相對稱，並可知道S曲線直線部份所佔之頻率範圍。若發覺直線之範圍不够廣闊，就需要將初級及次級之鐵粉芯再作調節。若S曲線不對稱，可依下文所述之方法矯正。

S響應曲線之校正 要矯正不對稱之S響應曲線，第一步是先決定是否由於初級未完全調準於10.7MHz所致。方法是如圖10—1般接入一高頻訊號發生器，並令輸出一10.7MHz之等幅高頻訊號；在圖10—7之C點處接入一電流表。將鑑頻級中頻變壓器之次級鐵粉芯完全旋出或完全旋入，即令次級盡量與10.7MHz離調；然後再細心調節初級之鐵粉芯，使C點處之電流表讀數最大。最後再如上述用高頻信號發生器

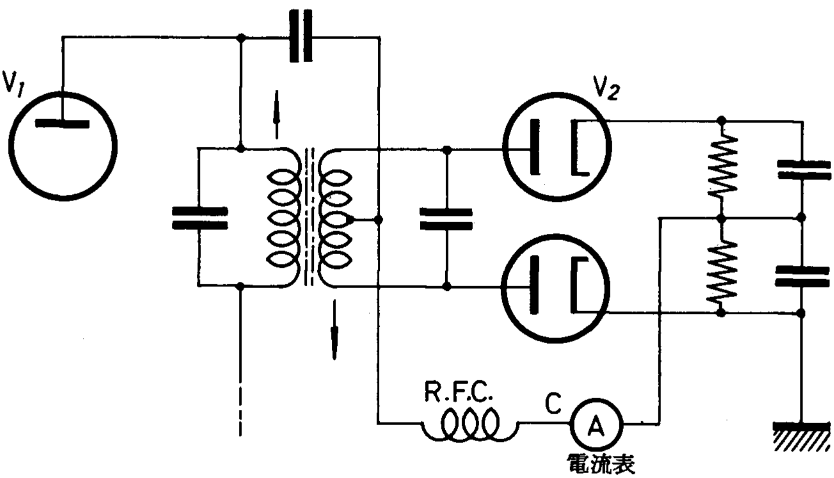


圖10—7 校正S響應曲線的方法

及電流表之方法，校正次級亦調諧於10.7MHz。

若經過這樣的調準後，發覺S曲線仍如圖10—3般不對稱，則可假定爲鑑頻級電子管之兩邊二極管特性不平衡或圖10—1之R_1與R_2兩

電阻之數值過份誤差。試調換一新雙二極管或 R_1 及 R_2，如S曲線仍不見改善，則可斷定爲中頻變壓器次級中心抽頭不準確所致。

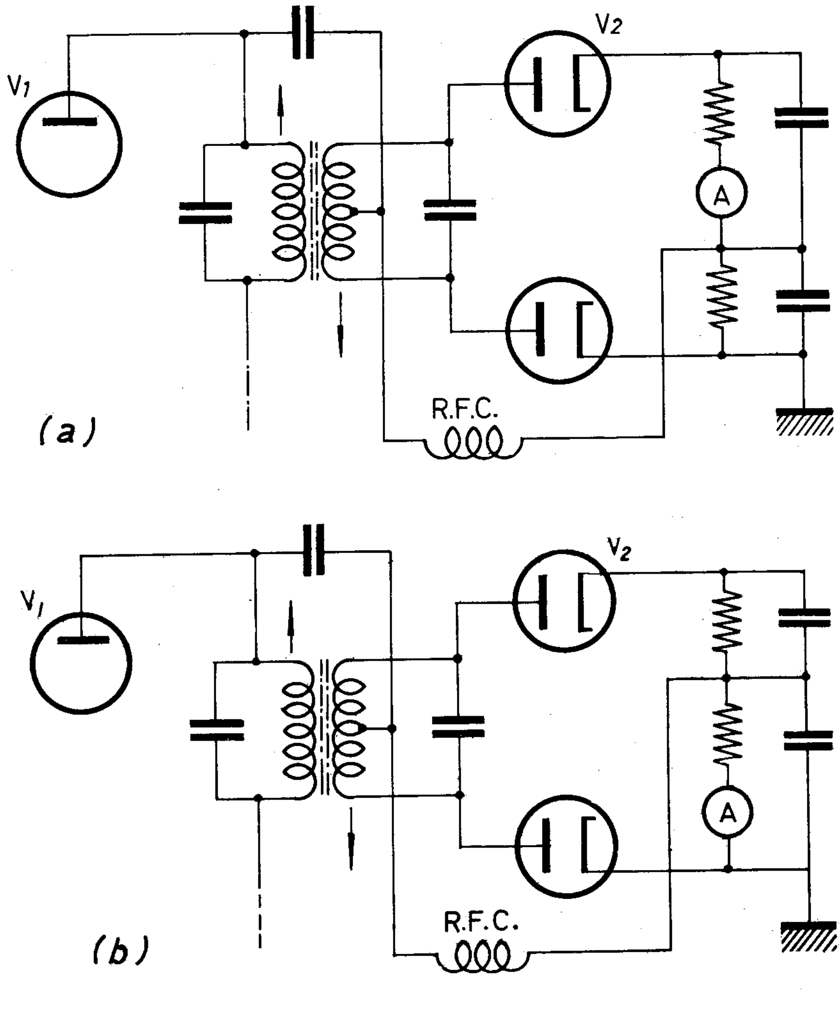


圖10—8　分別試驗鑑頻器兩二極管之頻率特性的方法

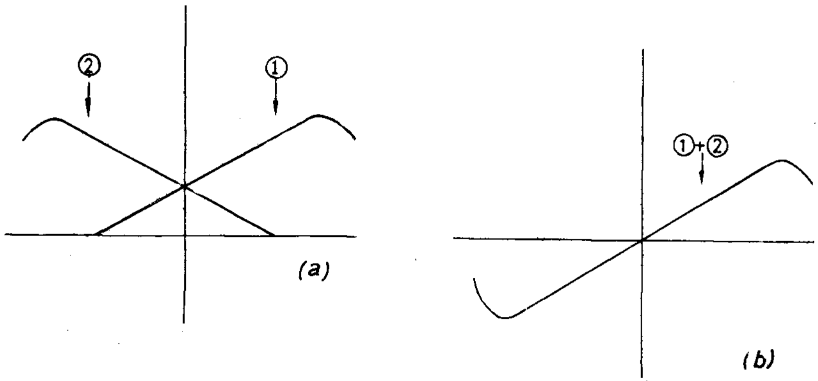


圖10—9

(a) 鑑頻器兩二極管之個別頻率響應曲線

(b) 兩二極管合成之頻率響應曲線即構成鑑頻器之線曲

爲了證明這一點，可如圖10—8(a)及(b)所示，在線路上接入電流表，將高頻訊號發生器之頻率從10.7MHz爲中心，作上下的變化，從電流表上之讀數與訊號發生器上之頻率數字，就可分別繪出兩二極管之特性響應曲線。圖10—9(a)之曲線①及曲線②就分別是兩二極管之響應曲線；若這兩曲線完全相同，則它們所合成之圖10—9(b)的S響應曲線亦必爲對稱。若所得出之兩二極管響應曲線相差很大，則祇有將中頻變壓器次級之中心抽頭改變，使達到兩曲線對稱爲止。對於輕微的不對稱情形，可以如圖10—10般，在線路上的E點加入一電容量5PF以內之低值旁路電容器，以使加在兩二極管屏極之中頻訊號電壓相等。這個旁路電容器的數值，必須遠小於與中頻變壓器次級並聯之調諧電容器的電容量。

如S曲線並非不對稱，而是如圖10—11般，在曲線的中心部份出現有彎曲的情形，此乃因初級及次級線圈過份接近，致令耦合太緊所

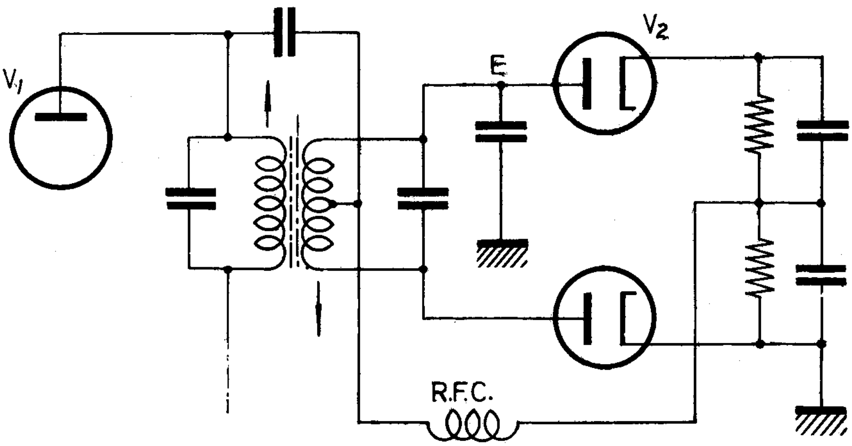


圖10—10　在E點接入一低值電容器，以矯正鑑頻器中頻變壓器抽頭之不平衡。

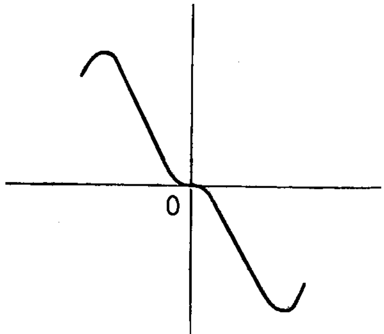


圖10—11　鑑頻器、變壓器初次級耦合太緊所造成的S曲線

致，補救之法是將兩線圈之距離稍作移開。若S曲線爲直線部份太短，可能是因初級與次級線圈距離太遠所致，可將兩線圈移近。如這樣仍不能將直線範圍展闊，可在次級線圈並聯一電阻，以降低其Q值；當然，這將令變壓器之靈敏度下降。

在很多情形下，如中放級之頻率響應曲線惡劣或各個中頻變壓器失調，雖然鑑頻器的特性正確，S曲線之中點也準確地處於10.7MHz上，它所顯示出的曲線形狀，也會成爲不對稱。在圖10—12所示的各情形，就是中放級在各種頻率響應曲線時，所造成之鑑頻器S響應曲線的畸變現象。從（a）圖爲例，當中放級之頻率響應曲線與10.7MHz之額定中頻數字不對稱時，S曲線也就隨着發生不平衡。

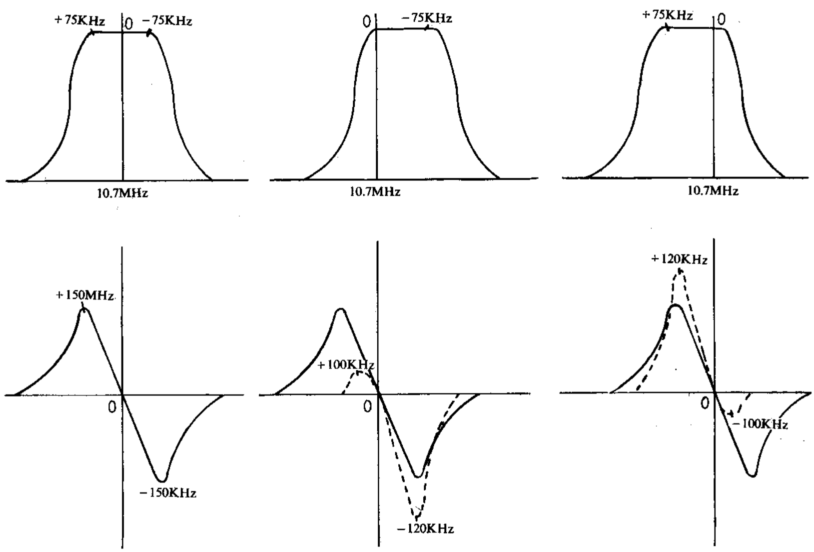


圖10—12(a)

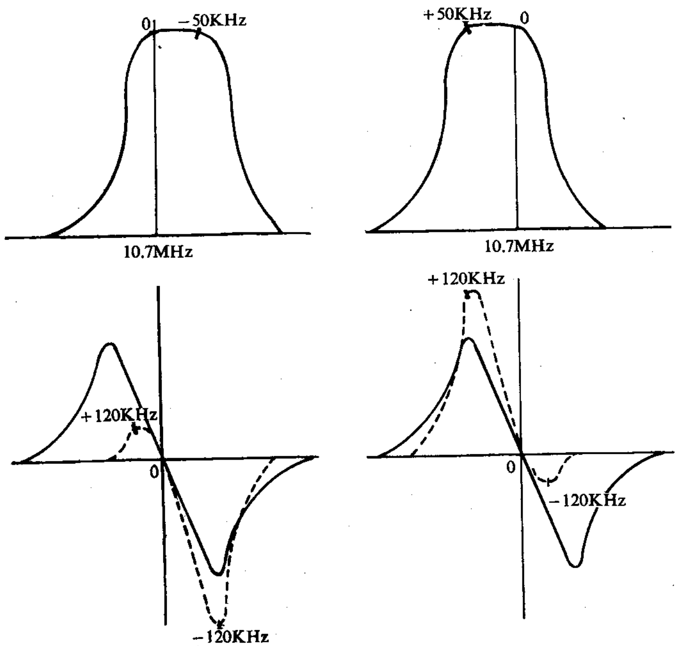


圖10—12(b)

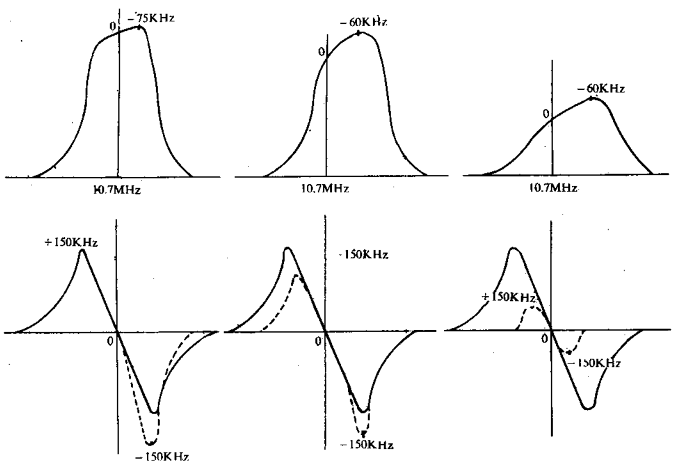


圖10—12(c) 中放級頻率響應不良所造成的各種S曲線變化

10·3 比率檢波器

用高頻訊號發生器及電流表之校正方法 電流表之滿度偏轉爲100 μA；高頻訊號發生器與校正相移鑑頻器的相同。儀器與線路之連接如圖 10—13 所示，其校正之步驟如下：

（1）先將電流表與一10KΩ電阻串聯，並接於A點之兩端。高頻訊號發生器之輸出以鬆交連方法接至末級中放管或限幅器之柵極，即使

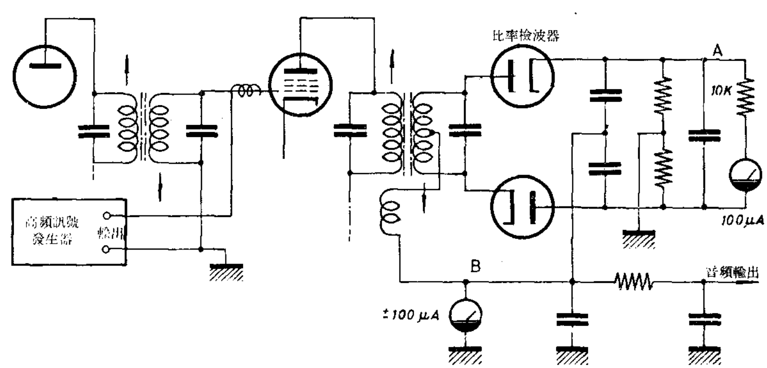


圖10—13 用高頻訊號發生器及電流表校正比率檢波器的方法

高頻訊號發生器輸出之引線繞數圈於中放管之柵極接線上。

（2）高頻訊號發生器輸出 10.7MHz 之等幅高頻訊號。調節比率檢波器之中頻變壓器的初級鐵粉芯，至電流表之讀數爲最大。

（3）將電流表改接於圖 10—13 之B點上，訊號發生器之頻率仍爲 10.7MHz。調節中頻變壓器次級鐵粉芯，至電流表之讀數爲零。

(4)經過上述的步驟，比率檢波器之中頻變壓器已經被調準；爲要知道比例檢波器之S響應曲線是否良好，可如10—2節所述之方法，以繪出曲線之形狀，這時電流表保持於B點上。關於S曲線之直線性及對稱情形之矯正方法，與相移鑑頻器的完全相同，玆不贅述。

用擺頻訊號發生器及示波器之校正方法 儀器與線路之連接情形如圖10—14所示。利用高頻訊號發生器以作產生頻率標誌之方法，亦與相移鑑頻器時的相同。其校正之步驟如下：

(1)擺頻訊號發生器產生一以10.7MHz爲中心作±500KHz～1MHz頻率擺動之訊號。

(2)調節比率檢波器中頻變壓器之初級及次級鐵粉芯，使示波器

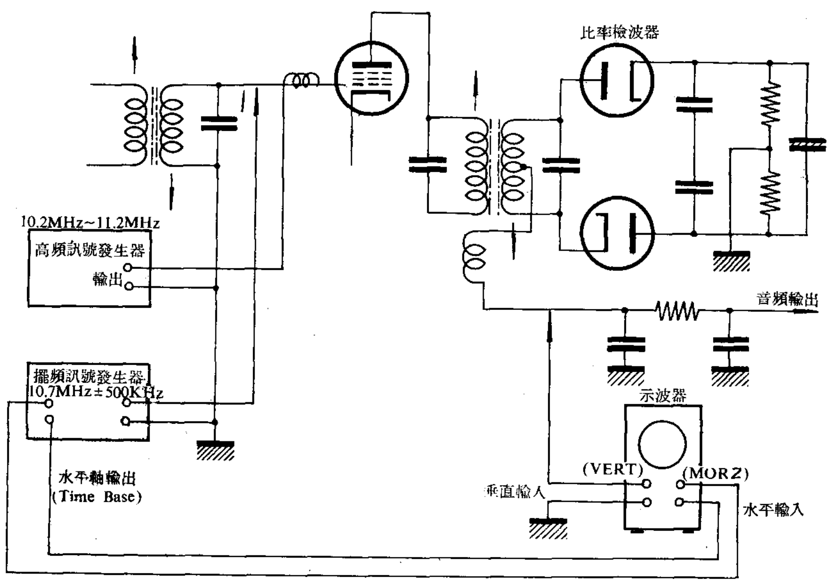


圖10—14 用示波器及擺頻訊號發生器校正比率檢波器的接法

顯示出一條良好之S曲線形狀。

（3）令高頻訊號發生器之頻率以10.7MHz爲中心，在±400KHz範圍內將頻率改變，以得出S曲線上各部份之相應頻率，其情形與調校相移鑑頻器時的相同。

（4）由所得出之S響應曲線，以決定是否需要作直線性及對稱性方面的矯正；矯正的方法可參看相移鑑頻器時的手續。

若比率檢波器爲單端式的非平衡型，就要如圖10—15般加入兩枚

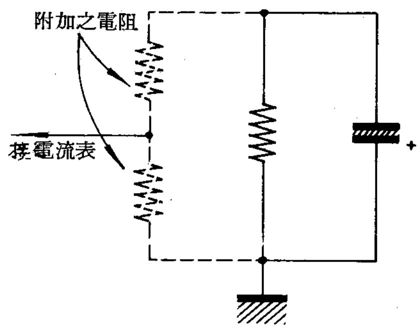


圖10—15　在校正單端式非平衡型比率檢波器時將之暫時改接平衡型的方法

電阻，使線路成爲平衡型的比率檢波器，這樣接在B點的電流表纔可以得到達於零的讀數。

10·4　正交鑑頻器

正交鑑頻器最簡便的校正方法，是將收音機實際接收一個調頻廣播電台的訊號，然後分別調節正交線圈上之鐵粉芯及鑑頻管柵極上之中頻變壓器，使聲音最響，失真最少；如果正交柵極是有柵漏電阻的，還可以在柵漏電阻兩端並聯一直流電壓表，使電表之讀數最大。

在正交鑑頻器電路內，對零件的要求是十分嚴格的，特別是其正交線圈。所謂要求嚴格，是指零件的數值及零件對溫度變化所引起的影響。因此，正交鑑頻器雖然調節得正確，如果與頻率有關的各零件沒有正確的溫度系數，當環境溫度改變時，正交鑑頻器的頻率就會發生漂移的現象，而令音響失真。這種頻率漂移是並非用 **AFC** 電路可以矯正的，因爲漂移情形是出在鑑頻器本身而非本機振盪級。

正交鑑頻器要求最嚴格的是其正交線圈，這線圈之溫度補償方法一般由並聯之調諧電容器來完成。正交線圈之鐵粉芯是最易受溫度影響而改變的，故並聯調諧電容器應採用具有溫度補償作用的陶瓷電容器，並且其溫度系數應與鐵粉芯的相同，其正負則相反。例如鐵粉芯之溫度系數爲 **N220**，則陶瓷電容器之溫度系數則應爲 **P220**，在互爲消長的情況下，任何溫度變化皆不會引起正交鑑頻級的頻率漂移。

下面再來說明使用儀器校準正交鑑頻器的方法。

用訊號發生器及電流表之校正法　將高頻訊號發生器及電流表如圖 **10—16** 般接於線路上調節正交線圈之鐵粉芯至電流表讀數最大，高頻訊號發生器之頻率則撥於 **10.7MHz**，然後依次改變訊號發生器之頻

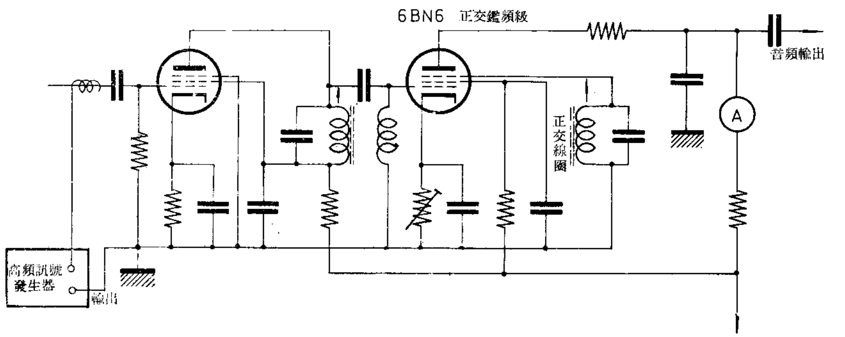


圖10—16　用高頻訊號發生器及電流表校準正交鑑頻器的接法

率，並由電流表之讀數以繪畫出正交鑑頻器之S曲線，若這曲線爲良好的話，則表明正交線圈已調節正確，否則就要略爲改變正交線圈的鐵粉芯位置，再繪畫出其S曲線，以觀察是否良好。在線圈校準後，還要實際進行收音試聽，以調節正交鑑頻管之陰極電阻，至出現噪聲的程度減至最低。

用示波器及擺頻訊號發生器的校正法 擺頻訊號發生器及示波器的接法如圖10—17所示，高頻訊號發生器仍如前述般，用來產生標誌頻

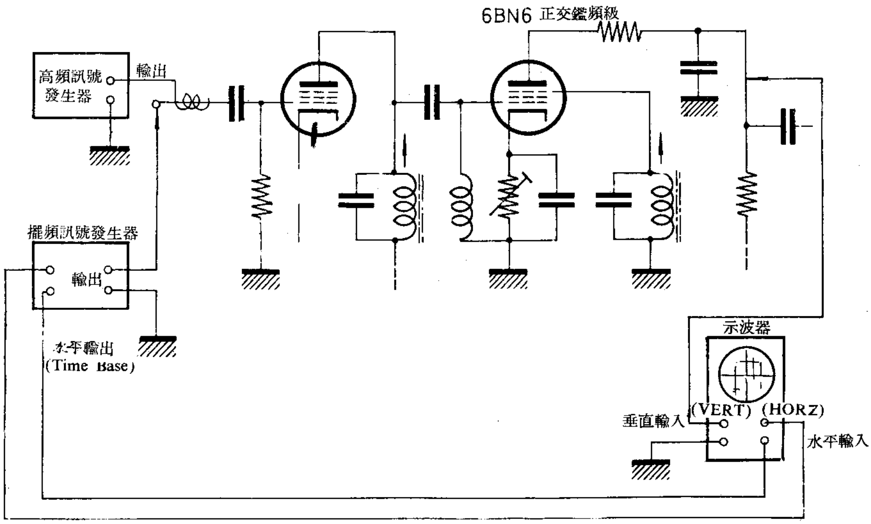


圖10—17 用示波器及擺頻訊號發生器校準正交鑑頻器的接法

率。調節正交線圈之鐵粉芯至示波器所出現之S曲線至最佳之對稱性，這時即算校準完畢。擺頻訊號發生器之使用可依前述的相同。在校準後同樣需要進行實際收音試聽，從調節正交鑑頻管之陰極電阻至噪聲最低爲止。

10·5 限幅器

限幅器的基本作用，是要使無論輸入訊號大小，其輸出電壓均保持一定，但設計良好的限幅器，還要有輸出電壓高的優點。

在前面第七章中討論限幅器時知道，限幅器在工作時是有柵流出現的，當有訊號輸入至限幅器，限幅管就進行柵漏檢波的作用，其柵極電阻有檢波電流通過。故在較準限幅器之前的各個中頻變壓器時，可以如圖10—18般在限幅器柵漏電阻之A點接入電流表，以作調諧校準的指示，電流表的讀數會與輸入訊號的大小成正比。這電流表實際作用於一隻電子管電壓表，故手頭如有電子管電壓表的，也可以直接量度限幅管柵漏電阻R兩端之電壓便可，輸入訊號越大，電壓讀數越高。在圖10—18中，是以一個兩級限幅器的線路爲例，但無論是校準單級或兩級的限幅器，其校準方法都是一樣的。

將高頻訊號發生器之10.7MHz無調制等幅高頻訊號輸入至限幅器前一級電子管之柵極，例如在圖10—18中，訊號輸入至 V_1 的柵極，然後調 T_3 的次級，再調初級，至電流表之讀數最大。若在接入訊號未開始調準，或初調動 T_3 次級時，電流表即出現有滿偏轉的情形，這證明輸入訊號電壓太高。因當輸入訊號超過限幅點時，限幅器即起限幅的作用，訊號發生器之輸入訊號應盡可能的低，務使電流表僅出現可以觀察得到的擺動便可；否則，若輸入訊號超過其限幅點，電流表就無從指示出準確調諧時的峯點。

若爲兩級式限幅器，就要再將訊號輸入至圖10—18的B點上，電流表位置保持不變，調 T_2 次級及初級，使電流表讀數最大。在校準線路調諧於10.7MHz後，可再將訊號以10.7MHz爲中點，作上下200KHz左右的頻率變化，以畫出限幅器的頻率響應曲線，這曲線最少應有

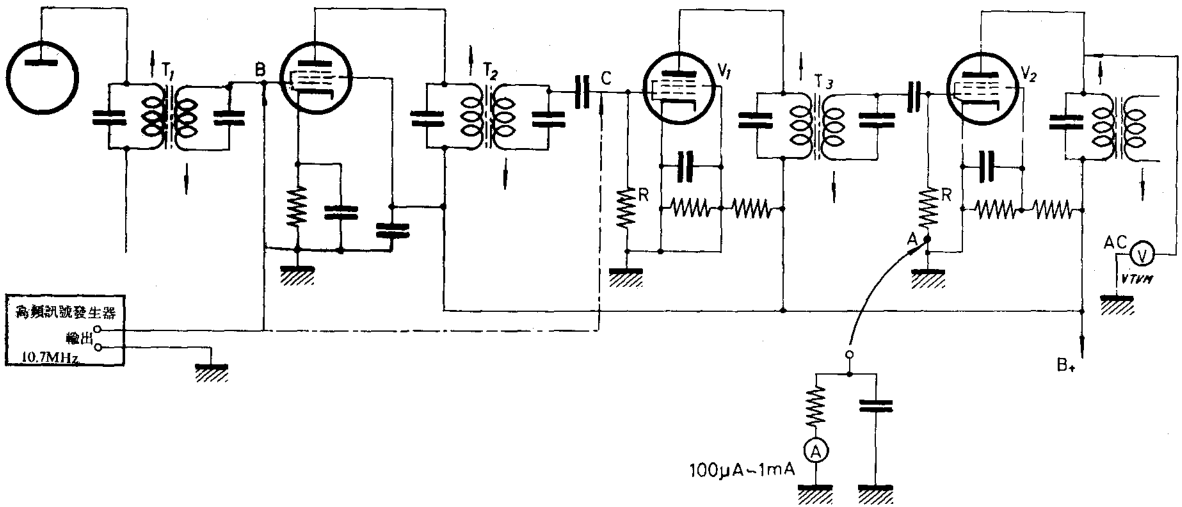


圖10—18　兩級限幅器的校正方法

±90KHz以上的頻率範圍出現有平坦的響應。否則，就應在中頻變壓之初次級線圈加入阻尼電阻，從減輕初次級的交連程度而將響應頻率範圍展闊。

最後還可以對限幅器作特性曲線的試驗，即繪畫出其輸出電壓對輸入電壓的關係曲線，其方法是如圖10—18般，在限幅器的屏極接入一電子管電壓表，以讀取輸出訊號電壓的數值，再由高頻訊號發生器輸入一10.7 MHz等幅訊號；訊號之强度是由小而逐漸加大，以得到在各種輸入訊號電壓時的輸出電壓數值，以繪成圖10—19及圖10—20的曲線。

以採用6AU6的限幅器爲例，若屏壓及簾柵極電壓爲60V左右，C＝10 PF，R＝50KΩ，屏流開始飽和時之輸入訊號電壓爲1V，故如果高頻訊號發生器之輸出太低的話，就很難得到足够大的輸入訊號來作試驗，這時可以將訊號發生器之輸出接在限幅器前一級或電子管柵極上，使訊號先行受到放大。

限幅器之限幅效能決定於其柵極電路的R與C的值，這電阻與電容器所構成的時間常數，一般在$C \times R = 2 \sim 10 \times 10^{-6}$左右。在兩級限幅器中，可以使每一級限幅器之RC常數均不同，這樣，時間常數小者，

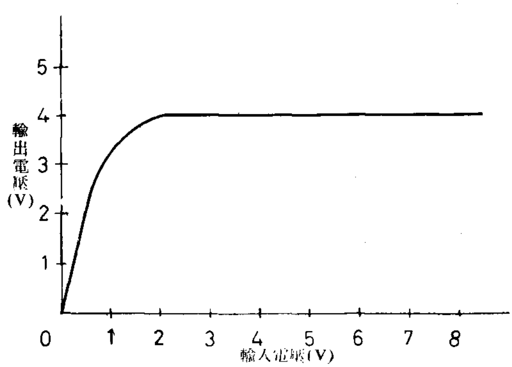


圖10—19 兩級限幅器的靜態特性

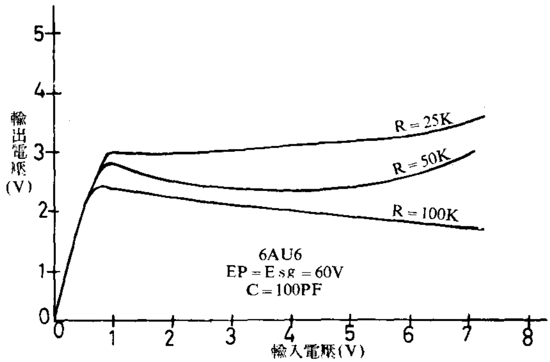


圖10—20　單級屏柵限幅器的靜態特性

就用來對訊號中之快速噪聲脈冲起限幅作用，時間常數較大者則對緩慢之調幅噪聲起限幅作用。一般而言，兩級限幅器之第一級時間常數約在1.25～2.5微秒（μS）間，而第二級則約爲5～20微秒。不過，這兩者之先後次第並不重要，互調即可，因兩者合成後之總限幅效果是相同的。當然，若將兩級之時間常數做成相同，或相差極微亦可。

在選擇R與C的數值時，C一般應在20PF～100PF間，R則以100KΩ以下的數值爲宜，對單級限幅器而言，若R的數值太高，將會造成對快速脈冲式噪聲限幅效果較差。在兩級限幅器中，因爲限幅的效果較徹底，故可以得到如圖10—19的理想平坦曲線；若爲單級限幅器繪成10—20的曲線後而發覺其未十分平坦，不達理想；改善的辦法祇需將簾柵極電壓盡量降低至不會使輸出訊號電壓不足爲度便可，這就能够得到較平坦的曲線。

在兩級限幅器中，因爲已有V_1起限幅的作用，故V_2的第二級限幅器就可以視需要而定，作不同的設計。例如，若要保持有較高的輸出電壓，則V_2可以祇進行柵極限幅的作用，簾柵極可以保持在50～60V

的較高電壓。若無需較高的輸出，而希望有更佳的限幅效果的話，則 V_2 可以屏極與柵極並行限幅的作用，即如 V_1 般，將屏壓降至60V左右，簾柵極電壓降至30V左右。

10·6 中頻放大級

調頻收音機中頻放大級與普通調幅收音機不同的地方，除了頻率較高及通頻帶較寬之外，基本上是相同的。不過，在調頻收音機中，對中頻放大級的要求也較嚴格，它的通頻帶不能太狹，若較調頻訊號之頻率偏移範圍爲窄時，將會造成嚴重的失真。但若通頻帶太闊，則又會引起

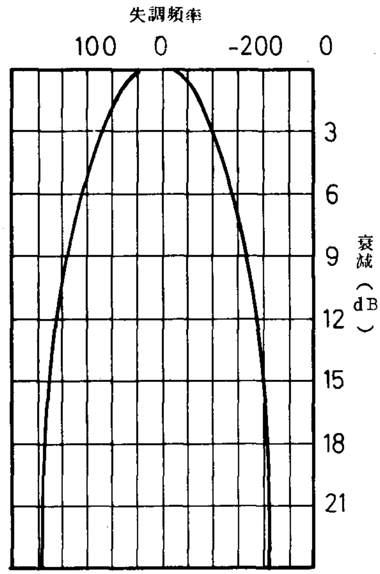


圖10—21

鄰台互擾的現象。

圖 10—21 是一個典型的調頻收音機單峯響應中頻變壓的頻應曲線，即在 3dB 衰減點時，自中心頻率之離調範圍最少應有 ±100KHz 。不過，在調頻收音機中，除了單峯響應的中頻變壓器外，還會採用雙峯響應的中頻變壓器。雙峯響應中頻變壓器具有較緊的初次級交連程度，其最高響應的峯點並不在 10.7MHz 的中頻頻率上，而是有兩個最高響應峯點，分別在較 10.7MHz 爲低及較高的頻率上，但這兩頻率的分離，須與 10.7MHz 成中心點對稱。

在普通調幅收音機中，一般祇有一隻中頻變壓器是雙峯響應的。雙峯響應中頻變壓器與單峯響應中頻變壓器配合，所得的綜合效果，就是一個頻寬闊而平坦的響應曲線，即成爲圖 10—22 的情形。

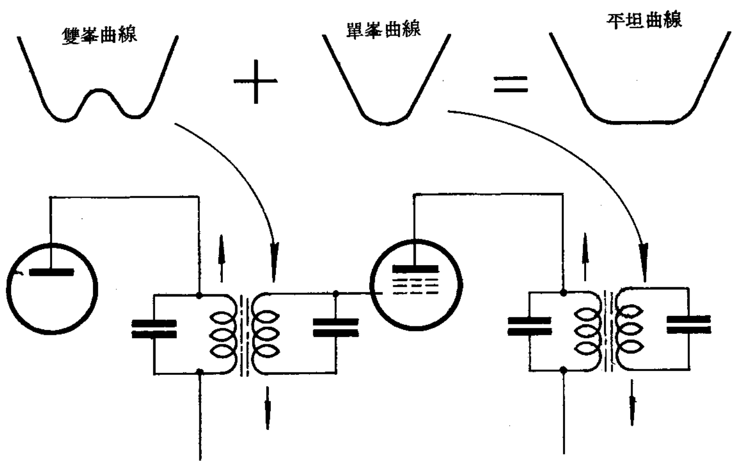


圖10—22 雙峯響應與單峯響應綜合而成頻寬濶而平坦的響應曲線

雙峯響應曲線的峯點並不是在中頻頻率上，因此在作頻率校正時就比較困難，一般的方法是如圖 10—23 般，在中頻變壓器並聯一只衰減電阻，以減弱其交連程度，降低其增益，以回復普通的單峯響應。並聯的衰減電阻，數值在 200Ω～500Ω 左右，校準次級時則並聯於次級，校準初級時則改移並聯於初級，校準完畢後再將這電阻拆除，變壓器就能够回復雙峯響應，並且其中心的峯谷能够脗合於中頻之中心頻率上。這個電阻必須採用碳質的，碳膜電阻的潛佈電容及電感均很大，故不能

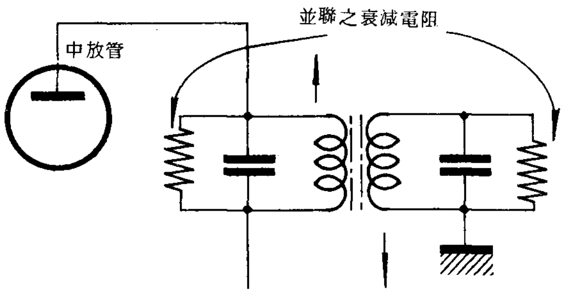


圖10—23 用並聯衰減電阻以將雙峯響應中頻變壓器變爲單峯的方法

用，同時銲接時接線應盡量短，以免引入不必要的電感與電容，而造成校準後的失調。

有一點值得一提的，就是如有雙峯響應中頻變壓的，通常是在第二只中頻變壓器，即第一中放管的輸出第二中放管的輸入之中頻變壓器。

用電流表及高頻訊號發生器的校準方法 爲了使中放級的輸出大小能够由電流表指示出起見，可如圖 10—24 般，將末級中放管的屏極接線斷開，然後將由二極管與電流表組成之量度檢波電流器接在末級中放管屏極與高壓電源間。高頻訊號發生器之 10.7MHz 未調制等幅高頻訊

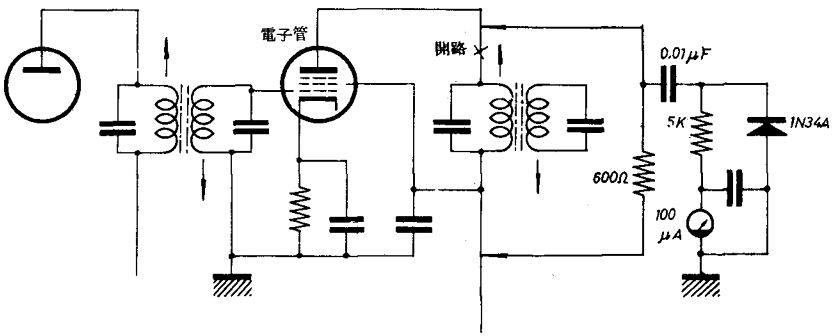


圖10—24　作中頻級校準時，接上之量度檢波電流裝置。

號輸入至第一中頻放大管的柵極或混頻管之訊號柵極。先調節末級中放管柵極上之中頻變壓器的次級及初級鐵粉芯，然後再調節前一級中頻變壓器之次級及初級鐵粉芯，直至變頻管屏極或第一中放管屏極之中頻變壓器爲止。在調節時訊號發生器輸出的訊號應盡可能保持得較弱。

如果原先已進行限幅器的校準的，則可以無須加入測量檢波電流之裝置，祇須用原來接於限幅管柵漏電阻上的指示電流表就可以了。若最先校正時訊號是祇注入在第一中放管之柵極上的，在校準各中放級中頻變壓器後，還要再將訊號注入至混頻管的訊號柵極，以調節混頻管屏極上之中頻變壓器次級及初級鐵粉芯。

用擺頻訊號發生器及示波器的校準方法　用示波器及擺頻訊號發生器可以校準包括限幅器在內的整個中放級響應曲線。擺頻訊號發生器與示波器之連接方法如圖 10—25 所示，並另用一高頻訊號發生器以輸出 10.7MHz 等幅高頻訊號以作標誌頻率之用。因鑑頻級中頻變壓器已經校準，故無須調節，可在圖 10—25 V_3 之屏極接入一個二極管檢波電路，以將檢波後的電流輸入至示波器之垂直輸入端，以作觀測訊號。若

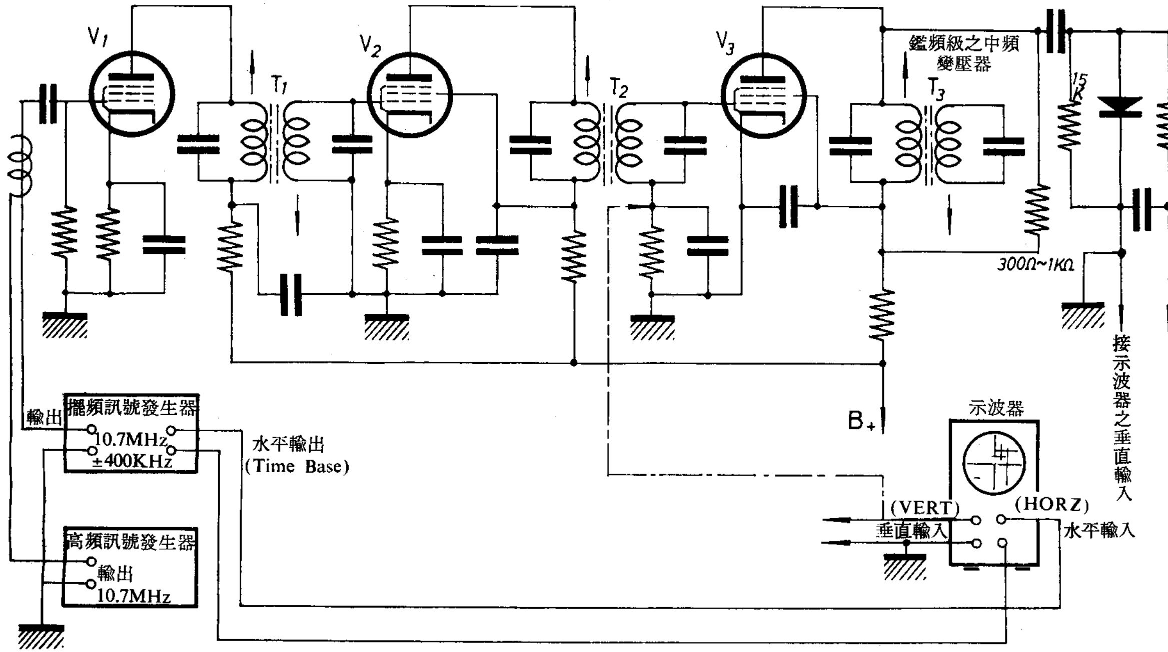


圖10—25 用示波器及擺頻訊號發生器校準中放級時之接法

不用二極管檢波電路，也可以如圖中之虛線所示，將示波器之垂直輸入接在限幅管 V_3 之柵漏電阻上，但這時作觀察之訊號將會稍弱，且也不能包括 V_3 本身的響應在內。擺頻訊號發生器之訊號是先注入在 V_2 的柵極，調節中頻變壓器 T_2 之次級及初級鐵粉芯，使示波器上顯現出最佳而勻稱的中頻響應曲線，然後再將擺頻訊號發生器訊號注入在 V_1 柵極，調 T_2 之次級及初級鐵粉芯，使示波器顯示出之中頻響應曲線最佳增益最高，最後再綜合調節 T_2 及 T_1 之各鐵粉芯，令中頻響應曲線達到最理想形狀。接着是將擺頻訊號發生器注入在混頻管的訊號柵極，綜合調節變頻管屏極之中頻變壓器及 T_2、T_1 令響應曲線最佳。

在校正時，擺頻訊號發生器之頻率擺動最少應有 ± 300KHz，同時變化高頻訊號發生器之標誌訊號，以知道曲線各部份之頻率，從而得知中放級之頻帶寬度，詳細方法可參攷校正鑑頻時之說明。

10・7　本機振盪級與混頻級

本機振盪級的校正，一般可分爲三個步驟，即（1）在所需的頻率範圍內是否有振盪及振盪是否均勻；（2）振盪頻率是否在所需的範圍內；（3）本機振盪是否有誘入交流聲或噪聲的情形。

檢查本機振盪是否起振，可以在本機振盪管（或變頻管）之柵極或屏極串接一電流表，並用螺絲起子之金屬部份接觸振盪柵極或振盪線圈之任一端，若發覺屏流或柵極電流有因而發生較大的變化者，則證明本機振盪正常，已有起振。再轉動調諧電容器，由最大值變至最小值，留意屏極電流表或柵極電流表之讀數變化，若在轉動調諧電容器時，電流表讀數均很恆定的，則表示在整個頻率範圍之振盪均很穩定。要檢查本機振盪電壓的大小，可用一電子管電壓表測量振盪柵極之電壓，一般若有 10V 左右，則爲正常。要提高本機振盪電壓，可以將本機振盪之輸出

交連電容器數值提高，以將變頻增益加高，如爲抽頭式振盪線圈，也可以提高線圈的抽頭點。

檢查本機振盪頻率是否在所需之範圍內，正確的方法是應該採用吸收型波長表或柵陷振盪器（Grid Dip Oscillator）來進行。不過一般權宜的方法都是在統調時，看是否能在整個波段之頻率範圍內達於正確之追踪便可。

要知道本機振盪是否有受到交流聲或噪聲的引入，以造成調幅訊號出現在揚聲器上影響正常的聲音。這裏介紹一個很巧妙的方法，即用另一部調頻收音機，用以接收待檢查之收音機的本機振盪訊號，例如將待檢查之收音機調諧於102MHz處，則其本機振盪之頻率是102MHz－10.7MHz＝91.3MHz，將另一部調頻收音機調諧於這一頻率上，並令其天線放近於要檢查的收音機之振盪線圈附近，若所接收到的訊號是有交流聲或噪聲的，即表明這乃出現在待檢查機之本機振盪級上。消除本機振盪之噪聲，一般是將振盪電路改用較優質的零件。要避免本機振盪受到感應交流聲的影響，可改變振盪柵極之柵漏電阻之數值，令其在10KΩ～15KΩ之範圍內，如這仍不見效，則要增高本機振盪管高壓之濾波程度。

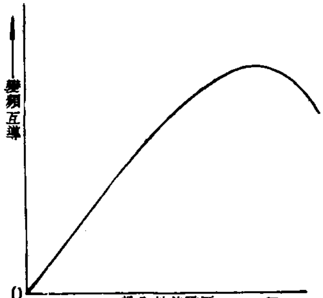


圖10—26　混頻管之變頻互導與輸入外差電壓之關係曲線

混頻級之校正，除了其調諧電路之頻率需要校準外，還有一點要注意的，就是若要得到一定的收音靈敏度，混頻級就必須有足够的變頻增益。將注入的本機振盪電壓加大，可以提高變頻增益；不過，本機振盪電壓若太大，反會令變頻增益降低。這一點，可以從圖 10—26 的關係曲線中看到。在曲線之最初時，混頻管之互導率是與注入之外差電壓成正比，但達到互導率最高點以後，外差電壓增加，互導率反減低。一般之設計方法，是使外差電壓剛達到略高於其最大點之地方。

10·8 高放級

高放級的線路結構有很多種，但其基本要求，是要在 88～108MHz 的整個接收範圍內均有相同的靈敏度，其變化誤差一般不應超過 3dB。均勻靈敏度的取得，除了線路結構合理外，高放級與本機振盪級線圈及電容器之數值選擇適當也是重要的。

圖 10—27 、10—28 及 10—29 是三種常見有高放級的高頻頭電路

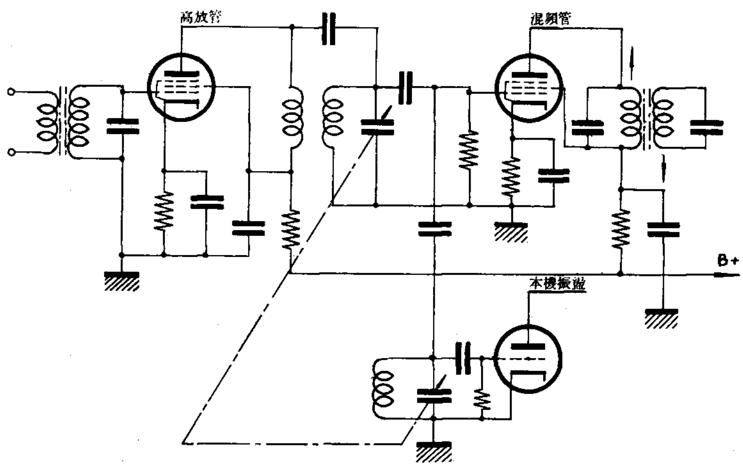


圖10—27 固定調諧式高放級線路

結構。圖 10—27 是一固定調諧式高放級，這一放大級之通頻帶最少要有 20MHz 以上，即由 88MHz —108MHz。高放管屏極之調諧回路應諧振在調頻廣播段的中間頻率上，即爲 98MHz，因調諧電容器爲固定，頻率的改變就祇能從調節天線線圈之鐵粉芯來完成。圖 10—28 是一種不調諧式高放線路，高放級也是一寬頻帶放大器，在高放管的柵極線路上，20PF 電容器及線圈 L 組成一帶通濾波器，使高放級祇能容許調頻廣播段内的頻率進入。線圈 L 是空氣芯的，用改變 L 上各圈間之距離，

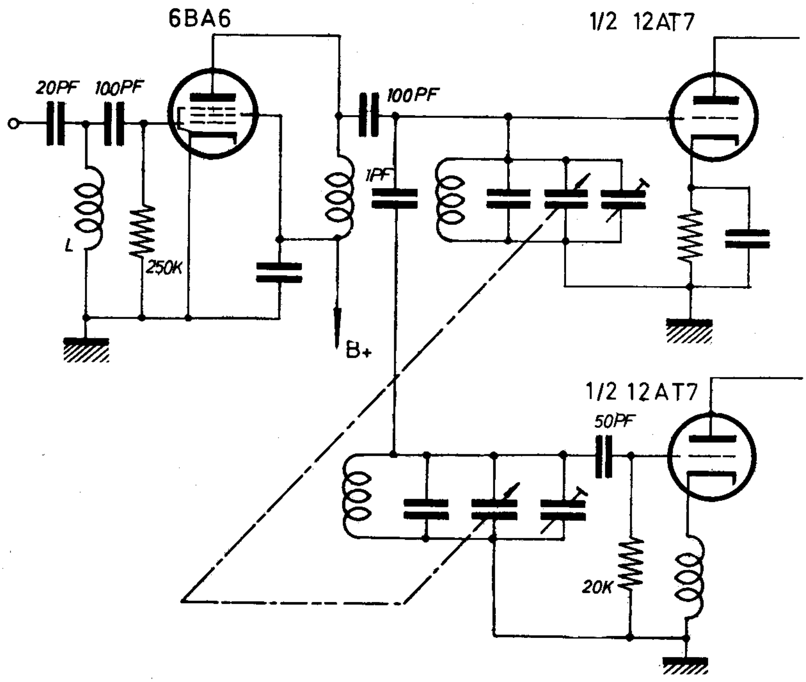


圖10—28　不調諧式高放級線路

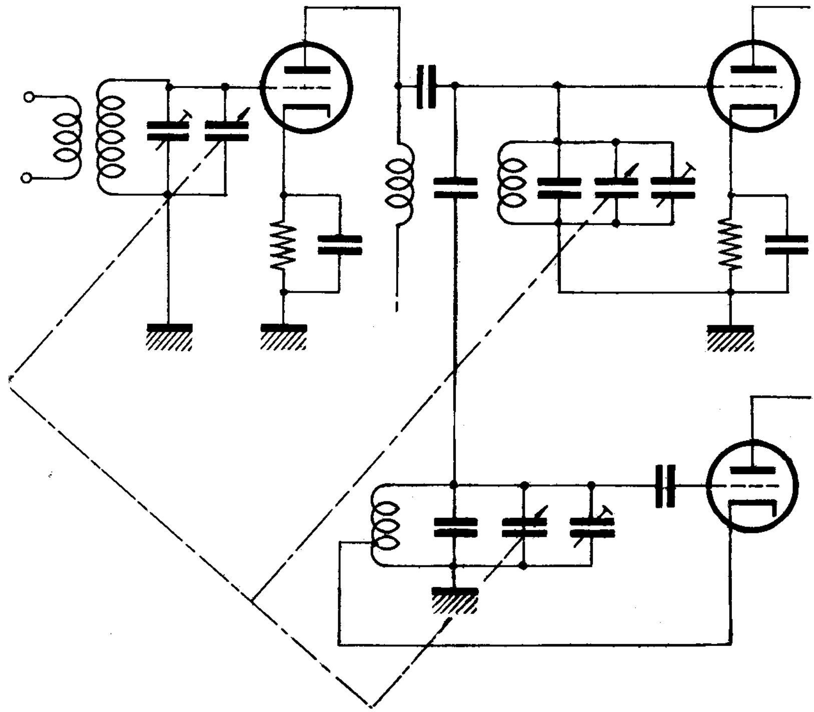


圖10—29　可變調諧式高放級線路

以變化其電感量，從而達於高放級所需之通頻帶。圖 10—29 則是一個三連可變調諧式高放級線路，這種電路之選擇性及靈敏度均最高，但對三個調諧回路間的統調也要求最嚴格。

在作高頻頭部份的頻率校準時，例如天線調諧電路、高放調諧電路及本機振盪電路等，常有改變線圈電感量的需要，在這情形下，若線圈爲附有鐵粉芯調節的，轉動鐵粉芯當可以改變電感量的大小，但若線圈爲空氣芯的，可以在校正最準確的頻率點後，用一根如圖 10—30 之電

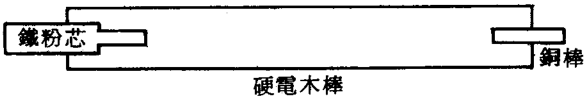


圖10—30 用來校正線圈電感量之電感試驗棒

感試驗棒放近於空氣芯線圈上，電感試驗棒除了有成品出售外，也可以自製，試驗棒的本身是一根硬電木，一端鑲有一段實心銅管，另一端則鑲有一截鐵粉芯；當有鐵粉芯之一端放近線圈上而發覺可以調諧得更準確，則證明應將線圈之電感量加大；反之，若銅管之一端放近時會調諧得更準確，則爲線圈之電感太大。

高頻頭內之空氣芯線圈一般用較粗的導線繞成，要將其電感量改變，非常簡單，衹須如圖 10—31 般，將線圈之圈間距離拉長，電感量即減

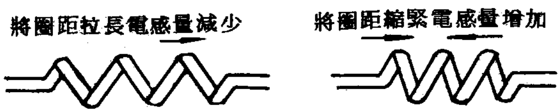


圖10—31 改變空氣芯線圈電感量的方法

少，將距離縮緊，電感量即加大，利用這方法慢慢試驗，即可得到最準確的電感量。不過，要知道某一調諧槽路之諧振頻率，一般最準確的方法是用柵陷式振盪器來進行。

10·9 高頻頭的統調

決定本機振盪級已起振後，就可以將高頻訊號發生器接於收音機之天線端；將訊號發生器與收音機天線端連接時，但要注意兩者間阻抗匹

配的問題。一般普及型之高頻訊號發生器之輸出多爲 75Ω 不平衡的，若收音機之天線端亦爲 75Ω 不平衡型，則兩者的連接可如圖 10—32(a)所示；若收音機天線輸入爲 300Ω 不平衡型，則接法應依圖 10—32(b)；如收音機輸入爲 300Ω 平衡型，那就要用圖 10—32(c) 的接法。

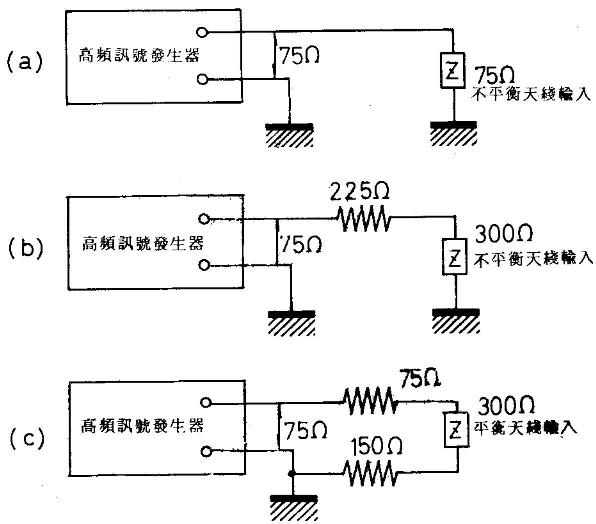


圖10—32 訊號發生器與各種天線輸入的匹配方法

在進行詳細的統調手續前，最好先來粗略知道一下收音機的頻率覆蓋範圍。方法是分別將調諧可變電容器旋至最大及最小，然後用高頻訊號發生器看在這兩點之頻率爲若干，設例如爲 91MHz 與 108MHz，則知通頻帶祗有 17MHz，必須將之展闊至有 20MHz，即由 88MHz—108MHz。通頻不足可先將並聯於調諧可變電容器之微調電容器（包括各個調諧電路及振盪電路）旋出，以減小調諧電路之電容量，使頻帶展闊；若通頻帶太闊超過所需之範圍，則可將微調電容器旋入，以使電容

量增加。

在作統調時，先校正低頻率端，令訊號發生器之頻率撥於88MHz處，收音機之調諧電容器亦旋於此一刻度上，依次調本機振盪線圈、高放線圈及天線線圈之鐵粉芯，令達於最高調諧點，或將電感試驗棒放近空氣芯線圈，可能需要改變線圈的長度，以變化電感量，令電路更爲調諧。

再校正高頻率端，將訊號發生器撥於108MHz處，調諧電容器亦旋於此刻度上，再依次調節各個微調電容量，令調諧於最高點，再又將頻率撥於88MHz，重複校準線圈的電感量，如是反覆地將高頻端及低頻端校正，使共同達於最佳調諧點上，即爲完畢。在進行統調時，訊號發生器之輸出應爲未調幅之訊號，作統調之調諧指示,則可用圖10—18或圖10—24的電流表接法。

在本章裏，筆者顯然化了不少篇幅詳細地說明各級電路的各種校準方法，但這却是廣泛而論，沒有就個別的例子來特別說明。不過，在後面的第十三章、十四章及十五章中，讀者將可以從個別的例子中，去了解實際進行的步驟及細節的地方。

第十一章　調頻收音機的裝製要點與零件的認識

調頻收音機的安裝方法，大體上雖與普通調幅收音機並無很大的不同，但由於所工作的頻率較高，一切的要求就較爲嚴格，有時往往會因爲忽略了一些細微的地方，而不能達到預期的效果。

11·1　零件佈置的要點

合理的零件佈置可使收音機的工作效率良好，此點不獨調頻收音機爲然，對調幅收音機及一切無線電裝置亦一樣。在零件的排佈上，其要點是使與訊號有關的接線盡量減至最短，並且避免每一輸出與輸入之間有任何互涉的情形存在。在底板上零件佈置的先後次序大致如下：

（1）電子管座；

（2）調諧可變電容器及中頻變壓器；

（3）選擇開關及電位器；

（4）電源部分之零件；

（5）其他細小之零件。

下面依次來討論以上各種零件在安裝時要注意的地方。

（1）**電子管座**　調頻收音機之高頻部分及中放級的工作頻率均較高，各管脚如接線不善、接線太長，就很容易引起雜散電容量的增加及令接線產生潛佈電感量等，故在固定電子管時，應細心考慮管脚的方向，務

使柵極及屏極引線盡可能減短，並且不互爲接近或相交。在每一電子管的固定螺絲上最好安裝一銲片，以便於分級接地線。高放級與變頻級如是採用同一隻複合管時，爲避免兩級間產生不正常的振盪起見，應如圖 11—1 般，用銅片將與每一級有關之管座隔離。

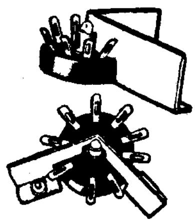


圖11—1 用銅片將複合管兩半邊的管座脚加以隔離

（2）**調諧可變電容器及中頻變壓器**　調諧電容器位置的選擇最需要小心，因爲這關係到頻率的穩定問題。與調諧電容器連接的每一條線，如果太長都會增加潛佈電容量，使統調發生困難，並且還可能引起不正常的振盪及使本機振盪向外幅射的能量增加等。要避免引起種種不必要的問題，調諧電容器正確的方法是直接固定於底板上以接地，不過這又會因機械振動造成微音效應而使之發生吼叫的現象。故有需要將調諧電容器浮懸起，嚴格的方法可以將高頻放大，本機振盪及變頻電路合裝在一小底板上，然後再將這小底板浮懸起，用膠墊圈及螺絲來固定於底板上，這就是調頻收音機所通行使用高頻頭的結構形式。

在安裝中頻變壓器時，也要注意固定的方向，其屏極接線片與柵極接線片應分別與所連接的電子管脚作最短的距離。

（3）**選擇開關及電位器**　調頻收音機雖然沒有波段開關，而作調頻、調幅轉換的開關接線雖與頻率訊號無直接關係，但爲避免不必要的故障

及引起不穩定等，其接線亦應盡量短。電源開關及電位器與普通收音機所用的相同，故無須特別說明。音量控制電位器的引線須用金屬隔離線，這是一定的。同時，調頻及調幅的音頻輸出接轉換開關的接線也應用金屬隔離線。

（4）**電源部分之零件** 調頻收音機要求有高質素的高傳真接收效果，故其對交流聲及噪聲的要求也較嚴格。在高質素的調頻收音接收器中，爲盡量減低交流聲，電源變壓器有採用銅片作屏蔽，以減少磁洩漏的機會。同時，變壓器和低週扼流圈也應與自動頻率微調 AFC 的電抗管遠離。

（5）**其他零件** 天線輸入線圈，高放線圈及本機振盪線圈管上若没有鐵粉芯調節的，則必爲用粗導線繞成的空氣芯線圈，這種線圈是依靠其本身的導線而支持，並且該線圈的電感量一般也很小，故一般祇宜直接銲於調諧電容器上或電子管座脚上。如果没有固定的銲接點來將線圈支持，也可以如圖 11—2 的方法，用接線支架來將線圈固定，在這圖中是

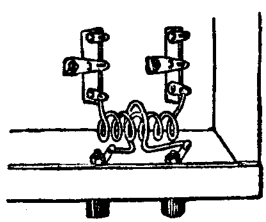


圖11—2 支持天線線圈的方法

一個天線線圈的支持方法，線圈的初級是銲接在兩天線接線柱的銲片上，次級則由兩接線支架來固定；次級是套在初級之內的，這樣兩線圈就能保持一定的位置，以得到合適的交連程度。同樣的支持方法也可施用於其他部分的線圈上，例如圖 11—3 就是用接線支架來固定振盪線圈的方

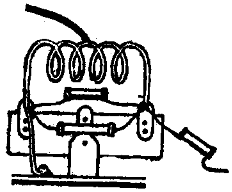


圖11—3 用接線支架固定振盪線圈的方法

法，由於線圈的兩端是銲於同一塊接線支架上，因此接線支架之絶緣材料就須要求較佳，圖 11—4 是另一種初次級線圈的固定方法，這樣可以使初次級線圈保持有一定的距離，同時又能够達到接地的目的。説到接地方面，利用接地點也可以作爲支持的方法之一，例如圖 11—5 所示。

天線線圈、高放線圈及振盪線圈三者間不應過份接近，以免造成耦合而互相影響，若由於位置限制而必要接近時，兩者之間應互成直角。

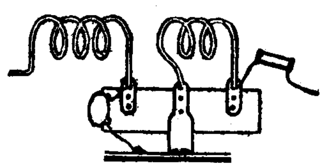


圖11—4 用接線支架來保持初次級線圈有一定的距離

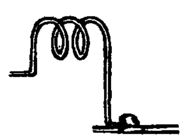


圖11—5 用接地點來固定線圈

11·2 接線方面須知

零件安裝妥善後，就可以開始進行銲接，其先後順序如下：

（1）燈絲接線；

（2）電源部份；

（3）低頻部份；

（4）中放級部份（包括鑑頻器、限幅器及中放級）；

（5）高頻部份（包括變頻級、本機振盪級及高放級）。

在銲接時，爲了工作上及日後的修理上易於分辨起見，各處的接線可以用顏色來區分，公用接線識別方法有下列兩種。

（A）五色區分法

紅：屏極及非控制柵極之各柵極正電壓之引線。

黃：控制柵極之接線。

藍：燈絲及陰極之引線。

黑：負電源線、地線。

白：除交流以外的非高壓電源之電源接線、輔助接線、正負低壓線、回輸接線、訊號輸入輸出線、控制線路之接線等。

（B）九色區分法

紅：屏極接線。

橙：非控制柵極之各柵極接線。

黃：控制柵極之接線。

綠：陰極接線。

藍：燈絲接線。

紫：負電壓接線。

棕：正電壓接線。

黑：地線。

白：除交流以外的非高壓電源之電源接線、輔助線路、正負低壓線、回輸接線、訊號輸入及輸出接線、控制線路之接線等。

圖 11—6 是五色區分法及九色區分法用於實際線路時之接線區分方法。

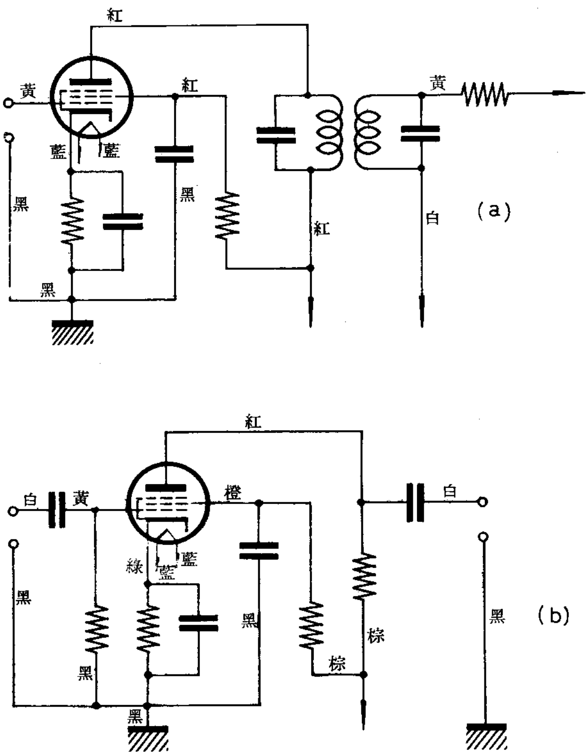


圖11—6　在實際線路上用顏色來區分接線的方法
(a) 五色區分法的接線識別法
(b) 九色區分法的接線識別法

在實際銲接時，燈絲的接線可用較粗的硬導線，其他部份可用軟接線，但在一些不容許導線位置有所變更的地方，例如與頻率有關的線路上，都應用硬接線來銲接。

燈絲接線如銲得不好，最易引起交流聲，正確的接線方法，是將兩條燈絲線絞合，伸至輸出强放管的管座接脚，然後再接至其它各管，在低頻放大的第一級電子管座附近將一條燈絲線接地，這樣就可避免由燈絲而引起的交流聲。利用底板作爲一端燈絲線的公共通路的方法，極易引致交流聲，不宜使用。

中放級及高頻放大部份之燈絲引線則無須用絞合的接法，可將各電子管座之一隻燈絲接脚在管座之附近接地。不過，高頻放大級之燈絲必須串聯接入燈絲扼流圈及旁路電容器，旁路電容器與燈絲扼流圈均應直接銲於高放管的管座脚上，即接高放管管座脚一端的引線必須盡可能短，另一端則較長也可以。這樣就可對混入在燈絲電路之高頻訊號起最有效的阻塞作用。

中放級若祇有兩級，可省去燈絲扼流圈；超於兩級的，就必須採用燈絲扼流圈與旁路電容器以防止因燈絲電路而引起的回輸現象。

若將電源變壓器燈絲引出線之一端在變壓器附近接地，藉底板以作爲燈絲供電引線之一端，則這一接地點與電子管座燈絲脚之接地點間將會形成電位差的存在，使底板有交流電通過，於是産生了交流磁場而構成交流聲。即使是整流電源線，亦會在底板上引起有交流電通過而構成交流磁場，故電源變壓器高壓繞組之接地點應與整流濾波電容器之接地點相同。

調頻收音機之低頻放大部份與調幅收音機的大致相同，故無須贅述。但在限幅器、中放級及高頻放大電路之接線則應盡量減短，雖是接地線之微，亦應遵循盡量短捷的法則。接地線太長，將會造成潛佈電感量而使中頻變壓器發生失調，或與其他電路引致不必要的交連而構成振

盪。爲了使讀者明白導線長度與所構成的電感量的關係，下面將一條直徑 1mm 的導線之長度 l (mm) 與所造成的電感量數值 L (μH) 繪成圖 11—7，當可知道與所造成的電感量比較起來，實在是大得驚人的；無

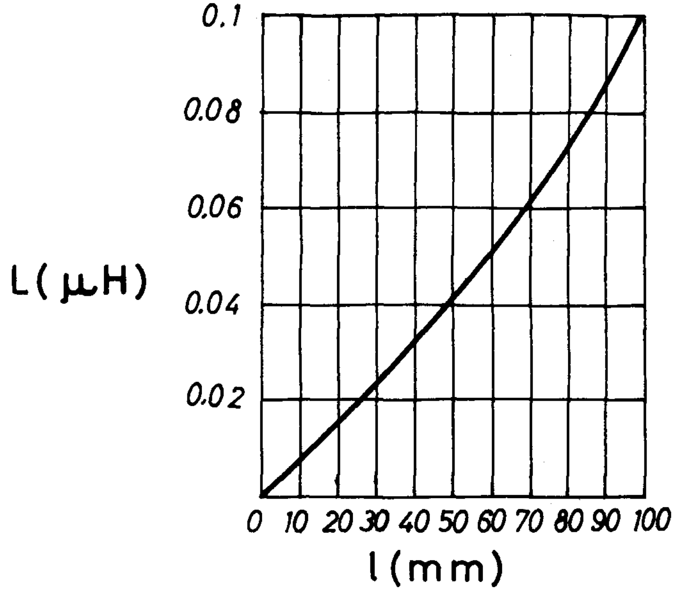


圖11—7　導線長度與電感量之關係

論是天線線圈、高放線圈或振盪線圈，其電感量亦不過幾個 μH 而已。

由此看來，調諧電路之可變電容器及線圈接線之減短實是關係匪小的。雖然是陰極接線，其接線的加長也會對放大級的工作構成影響，陰極接線太長，將會令放大級之輸入阻抗減低，而削弱了原來所需的放大率。以圖 11—8 這個高放級示意圖來說，其陰極接線之長度與實測之輸入阻抗數值關係如下：

100MHz 時 6AK5 陰極引線長度與潛佈電感之關係

	潛佈電感 L_k	輸入阻抗 R_{in}
電子管本身	0.0095 μH	13.5 KΩ
電子管及管座	0.018 μH	7.1 KΩ
5mm 長之接線	0.023 μH	5.6 KΩ
15mm 長之接線	0.032 μH	4.0 KΩ
30mm 長之接線	0.049 μH	2.6 KΩ

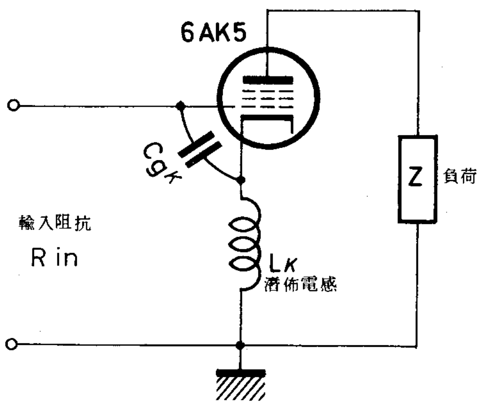


圖11—8　6AK5高放級之示意圖

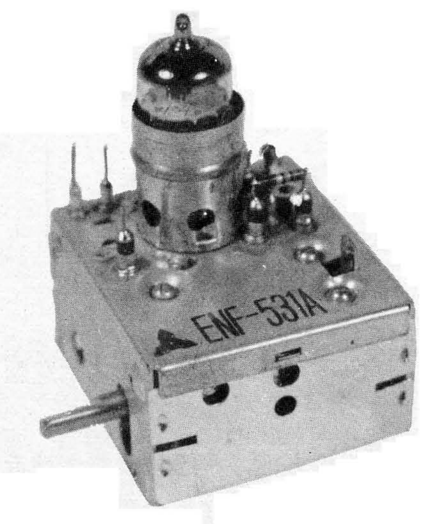
在電容器與電阻的銲接方面，不應無故將之貼近底板，因爲這樣會造成不必要的潛佈電容與電感。若底板位置過分緊湊，各零件間過分接近時，也應考慮相鄰接近之零件間會否構成影響。

11·3 調頻收音機零件的特點和結構

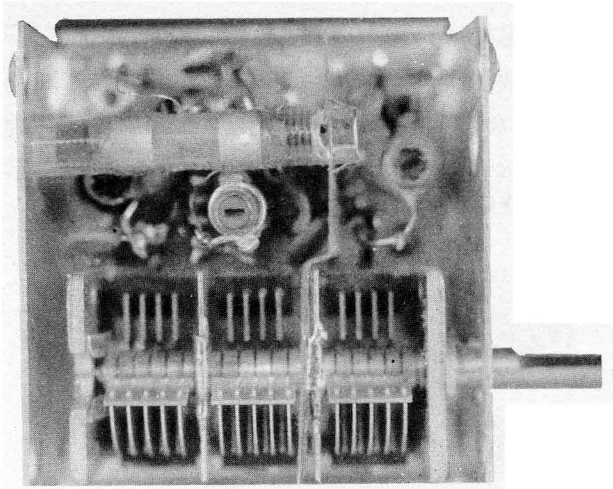
高頻頭 圖 11—9 是一種典型的廠製調頻收音機高頻頭的外型、內部結構及線路；高放級、變頻級及本機振盪都合裝在一小金屬盒內。調頻收音機之所以採用高頻頭的結構，是有其需要的。

採用高頻頭的形式使調頻收音機三個最主要而且要求最嚴格的部份合爲一體，這樣就可以在製造時將各零件預先配合以得到最佳的效果，例如與頻率有關的電路都嚴格採用具有一定溫度係數的零件，這就使工作時頻率漂移的情形完全避免。

三個頻率最高的工作級獨立採用一分離的小底板，就減省了很多接地方面所造成的問題，將高頻頭用膠圈墊着固定於底板上，就避免了因



(a) 高頻頭的結構



(b) 實物圖

圖11—9　一種典型調頻高頻頭的內部結構

爲機械振盪而引起頻率漂移的微音效應的現象。振盪級的零件均完全屏蔽在小底板內，就完全免除了本機振盪能量向外幅射的機會以干擾附近的收音機，也避免了本身受周圍環境的影響。無論是業餘製作者或收音機配製商，都會因爲高頻頭已經用精密儀器校準而免除了複雜的頻率統調困難。

高頻頭（見圖 11—9）之特性如下：

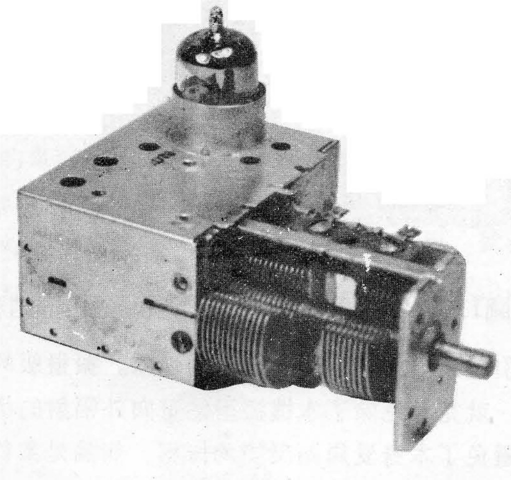
輸入阻抗	300 Ω 平衡型
接收頻率範圍	87.5—108.5MHz
中頻頻率	10.7MHz
增益	高於 35dB
鏡像拒斥能力	大於 25dB
中頻拒斥能力	大於 60dB
本機振盪頻率漂移	少於 50KHz（不加自動頻率微調及工作一分鐘後）

本機振盪幅射電場强度　在 100 呎處少於 50 μV

自動頻率微調靈敏度　100KHz / V

圖 11—10 是一種典型的調頻調幅兩用高頻頭的 外 型、內部結構及

(a) 一種典型的調頻調幅兩用高頻頭的結構



(b) 典型的調頻調幅兩用高頻頭的內貌

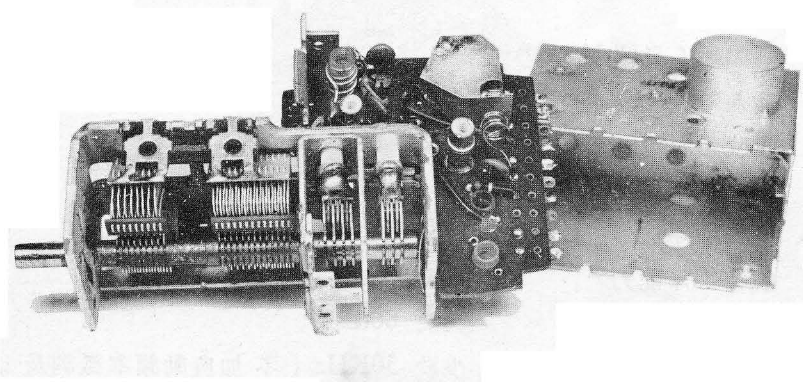
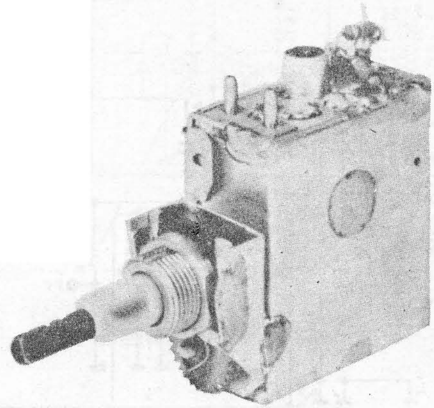


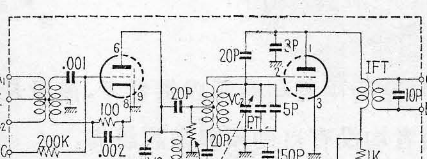
圖11—10

線路，其實它不過是個普通的調頻高頻頭，不過其調諧可變電容器附有調幅接收用之部份而已，在底板内完全没有調幅接收的零件，必須在外面加上。

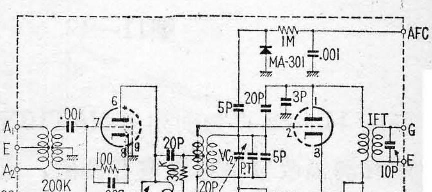
早期製造的高頻頭是没有自動頻率微調設備的，必須用電抗管線路



(a) 實物圖



(b) AFP—U線路圖



(c) AFP—UA線路圖

圖11—11　完全密封型的高頻頭

來自行加上。最近製造的高頻頭則多已附有一隻電容二極管的自動頻率微調 AFC 線路。圖 11—11 是日本 TRIO 廠的一種完全密封型高頻頭，同一種外型結構而有兩種線路形式；AFP—U 型是不附有自動頻率微調的，AFP—UA 型則有電容二極管 MA—301 作自動頻率微調。兩種均是附有調幅收音的同軸可變電容器。爲了作爲參考起見，圖 11—12

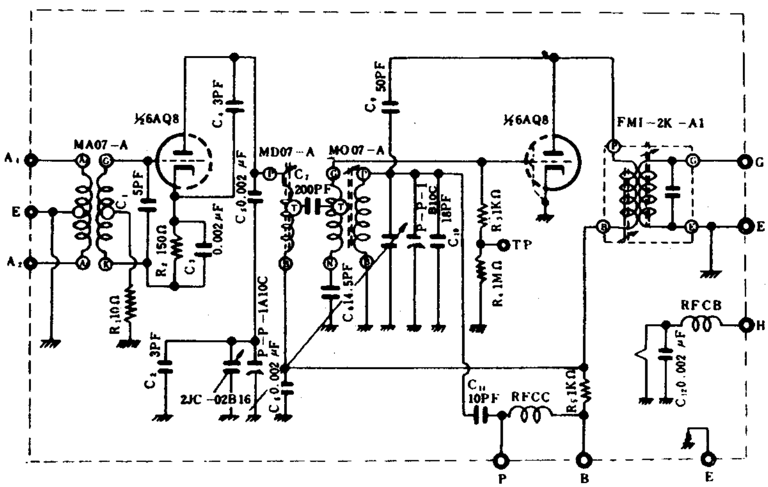


圖11—12　另一種高頻頭的結構

及圖 11—13 再分別列出 NAT10NAL 廠的兩種高頻頭以供參考，後者是附有調幅收音機可變電容器的，但兩者均沒有自動頻率微調設備。

調頻可變電容器　調頻收音機所用的調諧可變電容器的構造原理與調幅收音機所用的可變電容器完全相同，其分別主要是在於片數較少而厚，機械强度較大。圖 11—14 是一種標準形式的調頻收音機用三連可變電容器。更厚的定片和動片及使片與片之間的距離較闊，可以使電容器的機械性較堅固，從而避免了因爲機械震動而造成的頻率漂移所引致

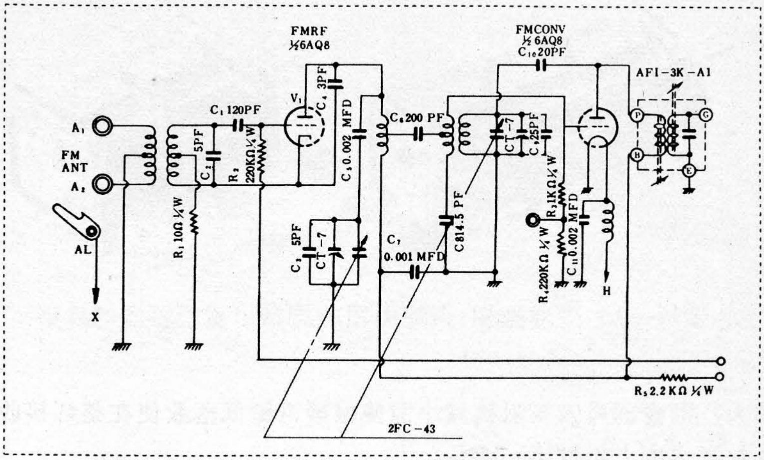


圖11—13　另一種附調幅用可變電容器的高頻頭構造

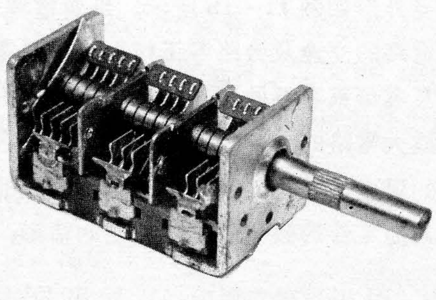


圖11—14　一種標準形式的調頻收音機用的三連可變電容器

的吼叫現象。電容器之電容量變化範圍一般是 6PF～18PF，若最大電容

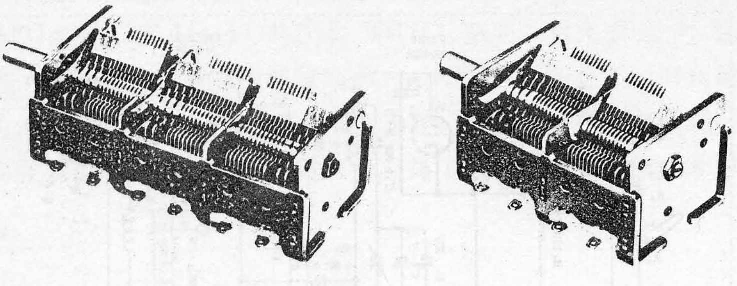


圖11—15 兩種調頻、調幅兩用的調諧可變電容器的外形

量過大，則會因爲諧振阻抗減小而使振盪電壓低落致使在整個接收波段內之振盪電壓大小無法一致。

圖 11—15 是兩種調頻、調幅兩用的調諧可變電容器，其結構不過是將兩種電容器作同軸的裝置而已。

固定電容器 常用的非電解質固定電容器可分紙質、雲母、陶瓷質及塑料四種，其常見外形如圖 11—16 所示。紙質電容器之潛佈電感大，一般宜於用在音頻電路的交連及旁路等工作上。塑料電容器一般可以用來取代紙質電容器及雲母電容器的工作。瓷陶電容器對高頻之損失極小，故中放級及高頻放大電路的各部份均適用。陶瓷電容器的最大特點是可以造成具有一定的溫度係數，故用在調諧電路上就非常適合。它可以用來抵消調諧電路其他零件的數值隨溫度而變的情形，使頻率漂移減至最低。

電阻 調頻收音機所用的電阻以碳質的爲宜，碳膜電阻具有很大的潛佈電感及電容量，故在高頻電路的工作上極爲不利。

中頻變壓器 中放級要得到一定的放大率及穩定性與高效率，對中頻變壓器的要求就很嚴格，中頻變壓器的 Q 值及交連程度等都有一定，故一般以採用成品的爲宜，如果在必要自製的情況下，可依下列的數據

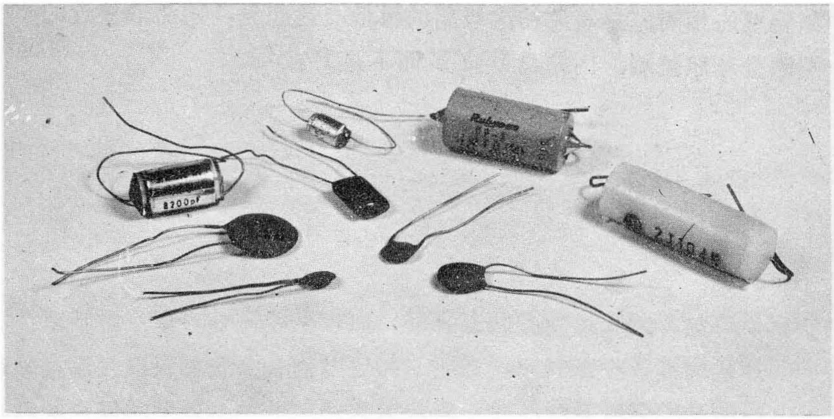


圖11—16　固定電容

仿製。

中頻級間變壓器

初級及次級均用SWG 28號單絲包漆皮線密繞23圈。初次級之分隔準確爲5/16″。並聯調諧電容器爲50PF±5%。線圈筒直徑爲7mm，初次級均分別加有鐵粉芯。變壓器外加鋁質隔離罩。

比率鑑頻變壓器

初級——SWG 36號單絲包漆皮線密繞35圈，並聯調諧電容器爲10PF陶瓷質，溫度係數爲N75。

次級——SWG 28號單絲包漆皮線密繞16+16圈，爲兩股並繞式。並聯調諧電容器爲39 PF陶瓷質，溫度係數爲N 330，初級與次級之分隔爲3/16″。

第三繞組——用厚0.002″之紙塊隔於初級遠離次級之一端，在上面用36號SWG單絲包漆皮線密繞9圈半。線圈筒及隔離罩與

中頻變壓的相同，爲避免初次級間的雜散交連起見，兩組最接近的一端應是非訊號端，例如爲 B 或 E 而不是 P 或 G。

第十二章　超再生式收音機的裝製

無論從效率與收音效果方面，超再生式的收音方法雖然都不能够與標準結構的超外差式收音方法並論，但因爲它的結構簡單而又能够同樣作調頻廣播的接收，故超再生式收音機不失爲裝製調頻收音機的入門製作。

在前面的第九章中，曾經談及，超再生式接收的最大特點是靈敏度高而選擇性差，而後者這一缺點，對於作地區性傳播的調頻廣播其實是有利的；同時，這也有助於得到更高傳眞効果的收音。超再生式收音機雖然特有其超再生噪聲，但一旦在收到訊號後，却能得到全無噪聲的效果，由於這一點，使超再生式收音機仍不失具有優質的收音效果，在這一章裏，將會介紹三款超再生式收音機的具體裝製方法，以供讀者作爲參考。

12·1　附音頻放大的6AQ8超再生式收音機

圖 12—1 是本機所用的線路，利用 6AQ8 的一邊三極部份作超再生式檢波接收，另一邊三極部份作音頻電壓放大，無論超再生部份或音頻放大部份都是典型的結構，因此有加以詳細說明的需要。

爲了方便實驗時的銲接工作起見，本機安裝是採用平面排列的結構，全部零件的銲接如圖 12—2 般，在一塊多孔電木膠板上進行，這塊電木膠板就作爲全機的底板。底板的後端安裝有五隻接線柱，分別作爲

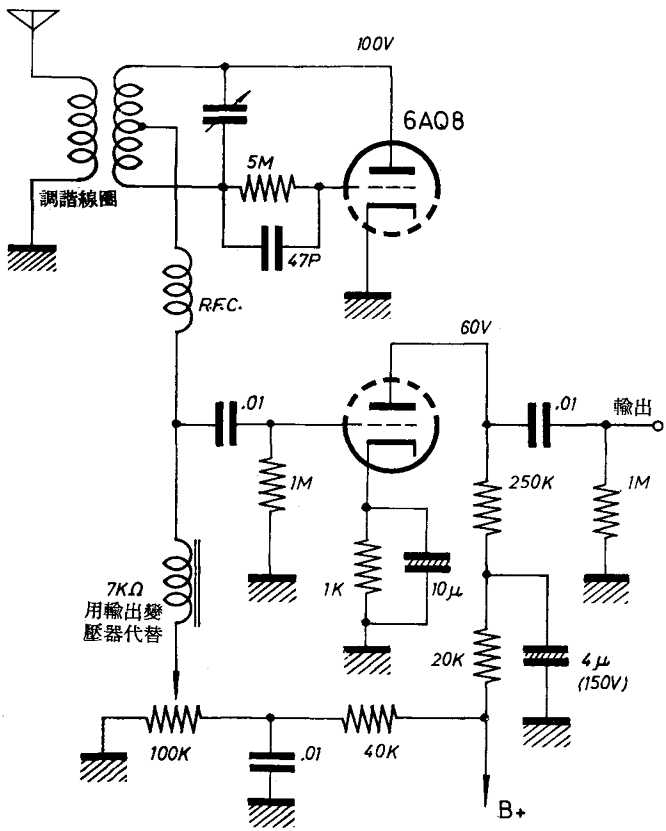


圖12—1　6AQ8超再生式收音機線路

電源輸入及音頻輸出之用。中間部分是固定有一塊 L 形鋁金屬片，這塊鋁片是用來裝上 6AQ8 之電子管座。調諧可變電容器是採用一般超外差調頻收音機所用的雙連可變電容器，將雙連可變電容器兩組串聯來使用，以其兩組的動片作串聯點，而兩組定片則分別作本機調諧電容器的兩電極，故調諧線圈之兩端是直接銲在兩組定片的接點上，可變電容器

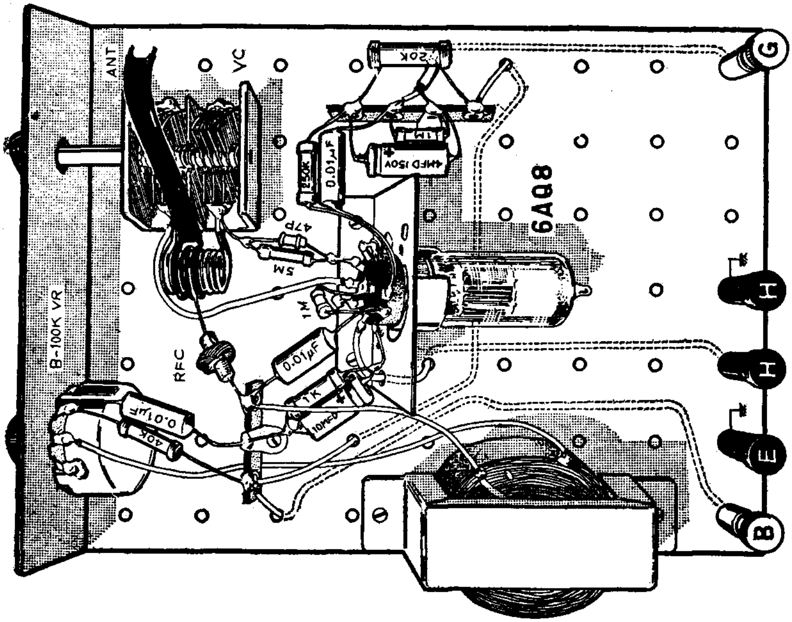


圖12—2　6AQ8超再生式收音機零件之實體置情形

的動片則完全沒有接線。可變電容器是固定在底板前端的一側。底板上還固定有一隻作爲低週扼流圈用的輸出變壓器及一隻四位接線支架與一隻三位接線支架作爲各個電阻及電容器銲接時支持之用。

代替扼流圈用的輸出變壓器是用初級阻抗爲7KΩ 的一種，次級空接，衹用其初級。高週扼流圈 RFC 試製時是用一種電視機用的 RFC，如果買不到的話，也可以用阻值有 100KΩ 以上的碳質 1W 電阻（不宜用碳膜的）在上面用 20 至 27 號漆包線平繞 20 圈而成，漆包線的兩端直接銲在電阻的兩端引線作爲引出。

雙三極管除了 6AQ8 之外，也可以用 12AT7、6BQ 7 等。線圈的

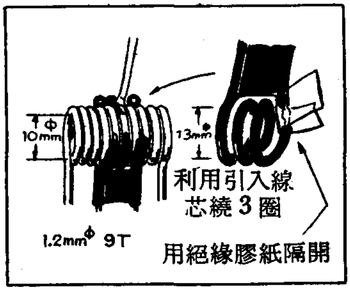


圖12—3　調諧線圈的繞製法

繞法可參考圖 12—3。次級調諧組是用直徑爲 1.2mm 的 18 號漆包線，在一直徑爲 10mm 的圓筒上繞 9 圈，繞成後將圓筒退出，並在第 4.5 圈處將漆皮刮去以便銲錫，此點即作爲線圈之中心抽頭的地方。天線組是直接繞在調諧組的上面，其製法是用一根調頻天線用的 300Ω 平衡型引入線，如圖 12—3 般用其中的一根導線在調諧組上面的正中地方繞三圈，繞完後再將這一根導線與引入線的另一根導線銲接，並在銲接處包上絶緣膠帶。平衡型引入線的另一端則接天線。

全機在銲接完成並核對接線無誤後，就可接上電源及擴音機或耳筒試聽。若工作正常的話，這時應可聽到很强烈的沙沙聲，這是特有的超再生噪聲。然後接上一條如圖 12—4 的簡單天線，細心轉動調諧電容器，在接收到電台時，沙沙聲會突然消失，聲音變得分外清晰，再調節 100KΩ 電位器，至聲音最響而音質最佳爲止。

若有超再生噪聲而收不到電台訊號，除了應將天線置於室外及試轉動天線的方向外，還可考慮是否因調諧電路頻率不合所致。這時可試將調諧組之線圈略爲拉長再試驗。將線圈之圈距拉長可減少其電感量而令調諧頻率增高。

有一點要補充說明的，就是在這線路上雙連電容器是如分裂式電容

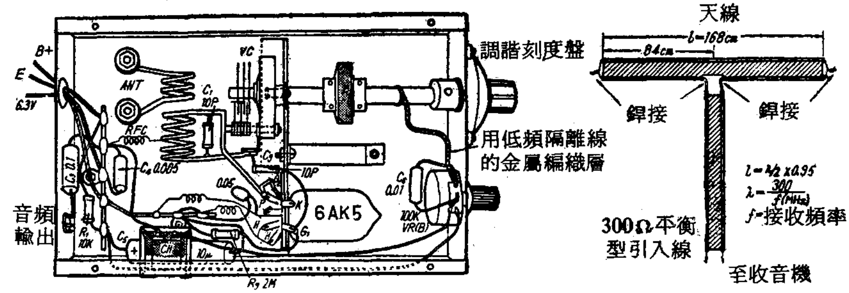


圖12—4　6AK5超再生式收音機零件的安裝方法及簡易天線的尺寸計算法

器般的使用，不過其動片並不是接地的，故調諧電容器的旋鈕應用膠質的，同時面板也不能用金屬的。

12・2　6AK5單管超再生機

自滅式超再生機的線路結構基本上都是完全相同的，例如圖 12—5 的本機線路就與 12—1 的相同，不過這裏是用一隻高頻五極管作成三極管接法來取代三極管而已。線路圖上在零件符號下面若有括號註明數值範圍的，表示這零件可以在這範圍內選用，以得到最佳的效果。例如 C_1 的數值可以自 5PF 至 10PF，目的是使調諧電路能够覆蓋所要接收的各電台頻率；C_g 與 R_g 數值的配合，是要得到最佳的超再生熄滅時間常數，以期有較佳的音質；C_4 的作用是一方面要對超再生噪聲起旁路的功效，另一方面又不應該損害到廣播訊號的高音調。

調諧電容器 VC 是用陶瓷座的小型空氣可變電容器，這種電容器最常見於軍用製品中，定片與動片都應該有三片，以得到 20PF 的數值，若衹能買到片數較多的，可將多餘的動片屈折拆出，使之剩下三塊便

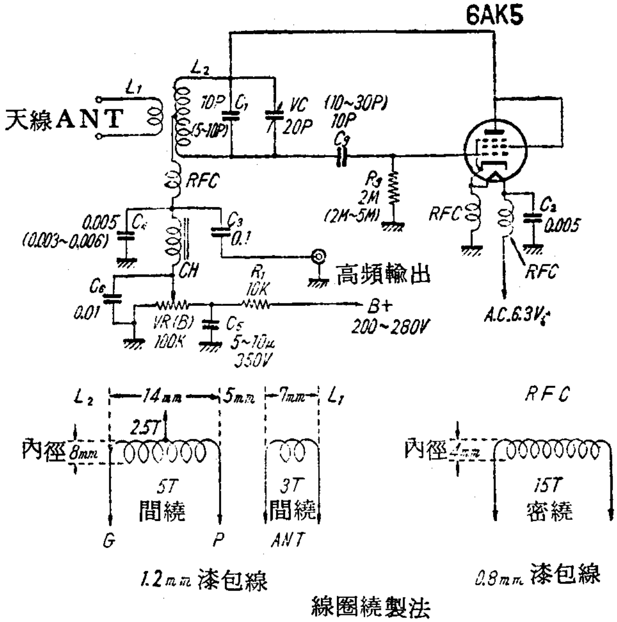


圖12—5　6AK5超再生式收音機線路及其線圈的繞製法

可。買不到這種電容器的話，也可用專用的調頻收音機用的雙連電容器，祇用其中一連便可。不過這種電容器在安裝時要注意電容器外殼的絶緣，因爲定片與動片兩端都不是接地的。

線圈 L_1 與 L_2 是用直徑爲 1.2mm 的 18 號漆包線繞製，線圈内徑爲 8mm，調諧組 L_2 共爲 5 圈間繞，並在中心抽頭，天線組 L_1 3 圈也是間繞，L_1 與 L_2 間相距 5mm。變化 L_2 各圈數間的距離可改變頻率的覆蓋範圍。三個 RFC 繞製方法都相同，用線徑爲 0.8mm 的 21 號漆包線繞 15 圈，線圈内徑爲 4mm，低週扼流圈 CH 是用普通電子管之輸出變壓器初級。

零件的安裝方法可參考圖 12—4，機殼是用一隻鋁質底板殼。L_1 是直接銲在兩隻作天線接端的絕緣型香蕉插座以作固定；爲減少引線損失起見，L_2 是直接用其線圈引線銲於可變電容器 VC 及電子管座脚上。刻度盤爲方便計，是購用小型的慢旋型刻度盤，要注意一點，就是可變電容器的轉軸與刻度盤間是用絕緣型管軸接續器接合起來，接續器與刻度盤間還藉着一根金屬管來相連。

試聽時可用一根附圖所示的簡單天線，爲使天線有較高的效果起見，天線長度可準確計算於所要接收的電台頻率上，當然也可以用調頻廣播段的中心頻率來計算，例如頻率範圍爲 88MHz～108MHz 的，中心頻率應取 98MHz。

12・3 多波段用的超再生機

本機線路如圖 12—6，其實與圖 12—1 的完全相同，但爲了方便讀者利用超再生式收音機來接收調頻波段以外的其他頻率起見。這裏將接收各種頻率時的線圈繞製法列出，以供參考。各零件也無須特別說明，

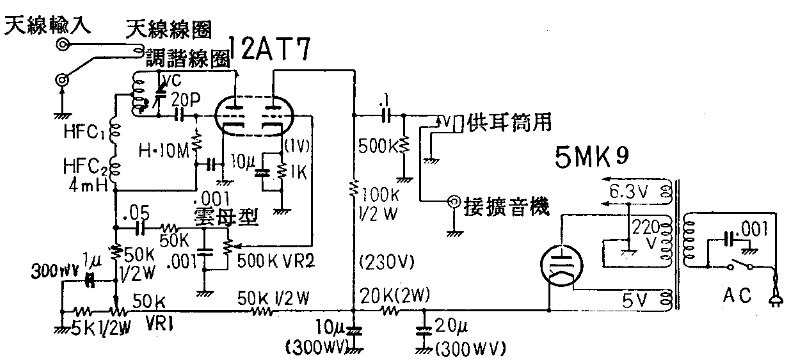


圖12—6 多波段超再生式收音機

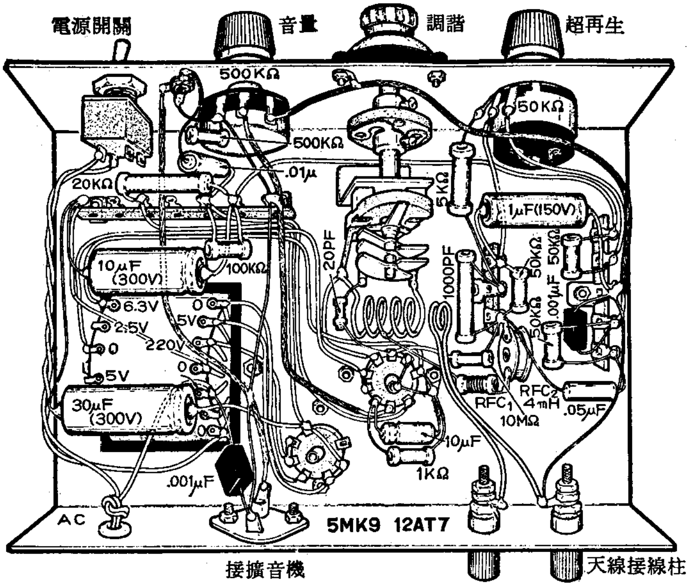
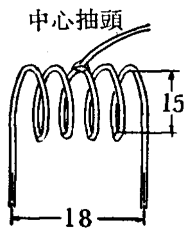
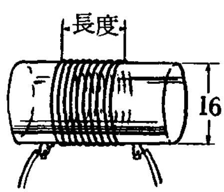


圖12—7 零件在底板上的接線方法

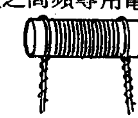


C波段用的線圈



A及B波段用的線圈

HFC，高頻扼流圈之繞法：用一阻值有 100 KΩ以上之高頻專用電阻，用直徑爲 0.4mm 之漆包線在上面間繞 20 圈 單位爲毫米（mm）



HFC用的線圈

	頻率	用線	圈數	內徑	長度	繞法	中心抽頭	天線線圈
A	21～35Mc	0.65φ	15T	16mm	15mm	線圈管間繞	7.5T	5T
B	38～65 〃	1.0 〃	7〃	16 〃	10 〃	〃	3.5	3
C	65～110〃	2.0 〃	5〃	15 〃	18 〃	空心間繞	2.5	2

圖12—8 各波段線圈的繞製數樣

衹需參考下面所列的零件表即可清楚瞭解。零件的實體銲接方法可參考圖 12—7。圖 12—8 是各個線圈的繞製方法及用於各個頻率時的繞製數據。

多波段超再生機零件表

電源變壓器	
次級 220V 20mA＋6.3V 0.5A＋5V1A	
附隔離罩九脚電子管座	1 隻
七脚電子管座	1 隻
36mm 慢旋刻度盤	1 個
管軸接續器	1 個
旋鈕	2 隻
耳塞	1 個
耳塞插座（小型）	1 個
擴音機用的蓮花插座	1 個
電源引線	3 碼
單刀單擲電源開關	1 個
絶緣型香蕉插接線柱	2 隻
金屬隔離線	1 碼
電視天線引入線（300Ω）	5 碼
導線	1 碼
1mm 及 2mm 線徑漆包線	各 2 呎
銲片	2 塊
直徑 1/8″、長 1/4″ 的銅質螺絲連絲帽	共 10 套
三位接線支架	1 塊
五位接線支架	2 塊
20mm×120mm×50mm 鋁質底板	1 個

200mm×100mm 金屬面板	1 塊
4mH 高週扼流圈	1 個
500KΩ（對數型）電位器	1 個
50KΩ（直線型）電位器	1 個
陶瓷座小型空氣可變電容器（15PF）	1 個
電容器：	
20PF（陶瓷）	1 個
0.001μF（雲母或塑料）	3 個
0.05μF（紙質）	1 個
0.1μF（紙質）	1 個
1μF 300W.V.（電解質）	1 個
10μF 25W.V.（電解質）	1 個
10μF 300W.V.（電解質）	1 個
20μF 300W.V.（電解質）	1 個
電阻：	
10MΩ（1/4W碳質高頻用）	1 個
500KΩ（1/2W）	1 個
100KΩ（1/2W）	1 個
50KΩ（1/4W）	1 個
50KΩ（1/2W）	1 個
20KΩ（2W）	1 個
5KΩ（1/2W）	1 個
1KΩ（1/4W）	1 個
A 波段或 B 波段線圈用的電木筒或陶瓷管筒（直徑 16mm，長 30mm）	2 個
電子管：	

12AT7	1隻
5MK9	1隻

第十三章　用印刷線路板的五管收音調諧器的製作

調頻廣播收音的優點，本書前面已屢有提及，概括來說最主要的是頻率響應良好（高傳真度）、失真問題較易處理及噪聲少等。

就頻率響應來說，調幅收音機中放級之通頻帶狹窄，就已經使高傳真的收音成為不可能，調頻廣播的最大容許調制頻率達 75KHz，這就使整個聞限內的一切音響均得到忠實的重放。在中頻級存在失真之原因，主要是由調諧電路之相位特性而造成，但實際上亦與中放級之通頻帶有關，而調頻收音機中放級之頻寬最少達 150KHz，與調幅收音機中放級的 10KHz 比較起來，其相位特性幾為直線性，失真亦在 1% 之內，故頻率就是有 ±100KH_2 的變化，響應亦不會超過 −2dB，同時，在鑑頻器方面，其通頻帶更闊。

就訊噪比而言，在理論上應有：

$$S/N=\sqrt{3}\left(\frac{\text{最大頻率偏移}}{\text{最高調制頻率}}\right) \text{即} S/N=\sqrt{3}\left(\frac{75KHz}{15KHz}\right)=8.66\text{倍}$$

（19dB）這數字是非常令人滿意的。至於對脈動噪聲的限制，則較調幅收音更為有利，不過如欲盡量將載波上之調幅噪聲除去，採用特性良好的限幅器是必需的。

13·1　設計要點

從上面看來，要安裝一部調頻收音調諧器而獲得良好的效果似乎是

很容易的，但實際上並不如是，調頻收音機若安裝不得其法，其收音效果反會較廉價的調幅收音機爲差。例如若中放級頻寬不足，鑑頻器調校不正，都足以使失真嚴重增加；若在調幅收音機，中放級之頻寬不足，不過是令高音被減弱而已，聽起來的效果也不會太差。

交流聲也是調頻收音機中不容忽視的問題，否則將失去高傳真收音的意義。減低交流聲，固然應先着眼於低頻放大級，但對於其他地方；如本機振盪，就最易受到交流聲的調制。這種交流聲在不接收到電台時是覺察不到的，一旦收到電台時就變得很顯著。交流聲的成因，不外是高壓電源與燈絲電路兩方面，前者可在濾波平滑電路上設法，後者則可如高傳真度擴音機般，採用中心抽頭接地的燈絲繞組，或用交流聲平衡可變電阻。另一個最易引起交流聲的地方，是在鑑頻器，故若用電子管作鑑頻級，則應盡可能用 6AL5 等一類的專用管，以避免燈絲交流聲的誘入。

頻率穩定問題，也是調頻收音機所必須做到的，如果本機振盪的頻率穩定低劣，在整個收音期間內就可能需要頻頻轉動刻度盤，以作頻率的糾正。

從上面各困難點出發，則這部收音調諧的設計應盡可能用標準的形式，以避免造成不必要的困難，同時在線路安排方面，也力求採用簡單而優越的結構，這樣對於讀者仿製自然是有利的。爲了慮顧到中放級頻寬不足的問題，故線路上採用成品的中頻變壓器，這就無論在裝製上或校整上都節省不少功夫而輕易得到預期的效果。高頻前級方面是自製上最難於解決的地方，故爲了減少失敗的機會，本機購用成品的高頻頭，並且是附有 AFC 的一種，這就使頻率漂移的問題完全避免。

同時爲了顧慮到零件排列不善，往往成爲調頻收音機效能低落的原因，以及爲使讀者仿製都能得到預期劃一的效果，本機的安裝完全摒棄了傳統的底板安裝形式，而利用一塊印刷線路板來進行零件的安裝，這

樣祇需依照圖樣將印刷線路板做好，將各零件插入預定的位置上銲接，即可完成。

13・2 線路說明

圖 13—1 是本機的線路，高頻頭是由 6BL8 構成，三極部份作高放級，爲調諧式陰極輸入電路，天線爲 300Ω 平衡型，可接於天線輸入的 A_1 與 A_2 間，如爲 75Ω 不平衡型，則應接在 A_1 與 E 間，或 A_2 與 E 間。6BL8 五極部份作自差式變頻；整個電路由於採用了三連可變電容器作調諧，故具有極高的選擇性，並且在振盪電路加有電容二極管 MA332 作自動頻率微調(或稱自動頻率矯正)，這使調諧選台得到完全的穩定。

中放級由三級放大電路構成，最末一級是作限幅器，放大電路都是標準形式的結構。由於具有三級的放大，中頻訊號加在鑑頻器之前已得到足够放大，鑑頻器就能有良好的工作特性，限幅器也能作有效的削幅。

限幅器宜用低截止而互導率（Gm）高之電子管，因這樣的電子管能够在低輸入訊號電平時仍保持良好的削幅，而其輸出電平亦高。本線路上是選用 6AU6。鑑頻電路爲了避免燈絲交流聲造成的麻煩，故由兩枚鍺二極管 1N60 來充任。不過，在用晶體二極管來作鑑頻時，要注意兩二極管特性上的平衡，纔能得到良好的 S 鑑頻曲線；若用專用的鑑頻二極電子管來担任，則這種電子管在製造時已力求將兩邊二極管達於對稱，故能免除此項顧慮。

電源線路方面，祇用一枚矽整流器來作高壓的半波整流，利用大值的濾波電容器來補救半波整流效率較差的缺點；這樣較用電子管來整流好得多了。不但省電、節省空間，也減少了不必要的發熱問題。整個電源電路結構看來雖然簡單，但却很有效，從試製的效果來看，並不發覺到有交流聲的出現。高壓電源用得較低，祇有 125V，這樣對於各級的

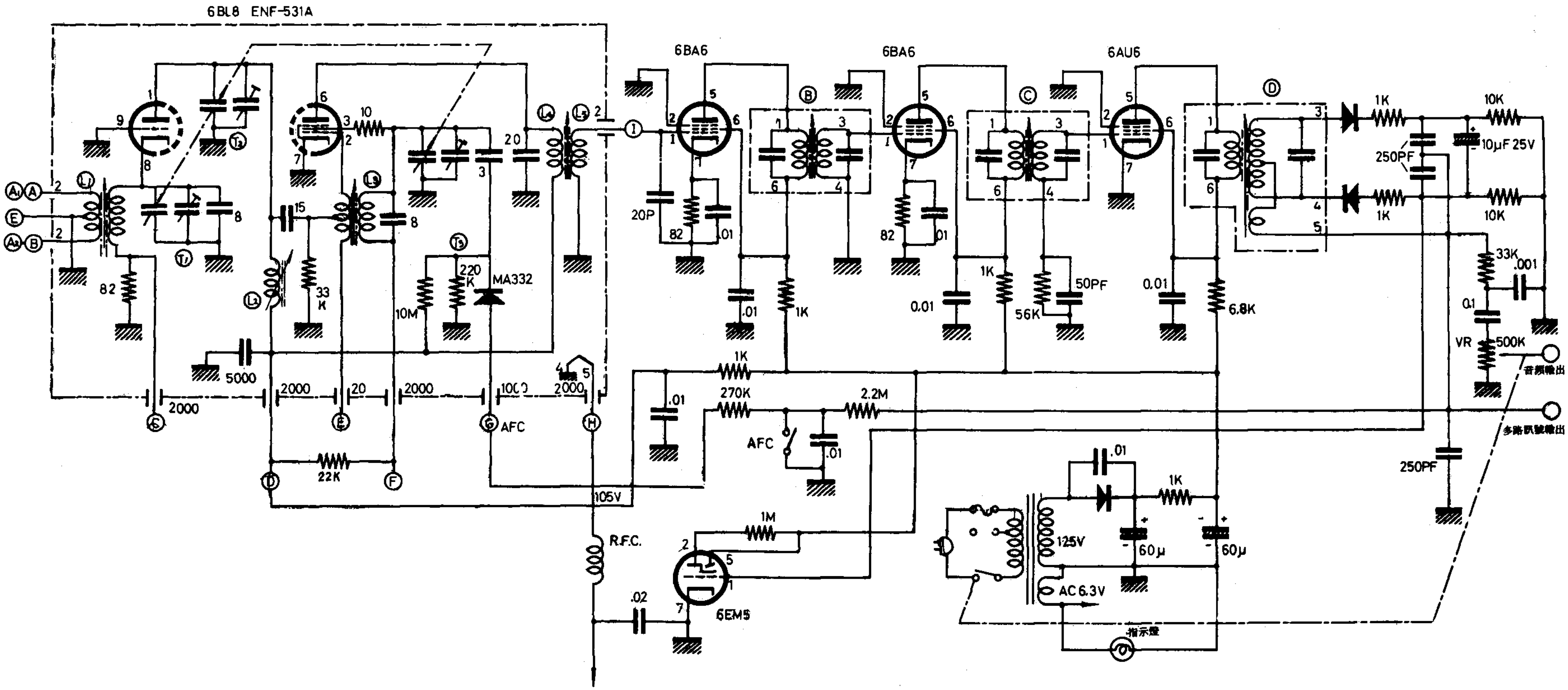


圖13—1 五管調頻收音調諧器線路

工作並無影響，但却可以使屏極電阻及簾柵極電阻用較低的阻值，從而減少了發出的熱量；不過更重要的一點，是採用較低的電壓，可減少了對印刷線路板佈置上的困難。鑑頻器的輸出除了有音頻輸出端外，還附有一個接端用來作立體聲廣播時接譯碼器之用（詳見第十九及二十章）。

13·3 安裝方法

採用印刷線路板的安裝方法，使初學者減少了許多最感困難的問題。圖 13—2 是本機所用的印刷線路板的圖樣及零件排列的原度尺寸。除了電位器、電源開關及 AFC 開關外，一切零件均直接安裝在印刷線路板上，包括高頻頭亦在內。這塊印刷線路板的設計原則是這樣的：盡量將外加的接線減至最少，故全部零件均直接安裝在線路板上；當全機裝製完畢後，印刷線路板企立地安放，而電子管及中頻變壓器等零件則成爲卧放，即印刷線路板銅箔的一面就成爲面板。這樣做法的好處，是方便外殼的設計，衹需簡單地用一塊鋁板安裝在線路板銅箔的一面，即可成爲面板，也可以再無需另加機殼。圖 13—3 的照片是將各零件銲接後的外形照片，圖 13—4 則是正常安放時的情形。

調諧指示管 6EM5 的電子管座是在高壓 1KΩ 平滑濾波電阻的一側。在調校時，調諧指示管可直接插在這管座上，即與其他電子管安裝的情形一樣。但在正常使用時，調諧指示管是安裝在線路板上M的一個大圓孔上，這樣就能在面板上看到調諧指示管的螢光屏面。固定的方法是如圖 13—5 般，用一塊L型金屬片，以螺絲旋緊於線路板上M圓孔稍高的位置，調諧指示管則被纏緊於這L型金屬片上，管身的前端則露出在印刷線路板銅箔的一方。然後用兩隻七脚電源插，來作爲調諧指示管脚與線路板上管座的連接，請參看圖 13—6 的後視圖照片。

高頻頭是用四枚鋼牙螺絲（自紋螺絲）直接固定在印刷線路板的一端。在印刷線路板上各個需要銲線的接點，最好都先釘上鷄眼。接電源開關、AFC 開關、指示燈及電位器的引線是銲在銅箔的一面引出。其他如音頻輸出、多訊路波形輸出(立體聲收音)及接高頻頭各銲點的引線則在電木板的一面引出。音調控制電位器及兩個輸出端的引線都要用金屬隔離線。高壓濾波電解質電容器是用其三隻銲接片插入在線路板的孔上，直接與銅箔銲牢而固定。無須如普通安裝於底板上般另加固定圈及螺絲。

對於未有製作印刷線路板經驗的讀者，下面簡單介紹自製印刷線路板的方法。由於本機印刷線路板的尺寸較大，因此應用較厚的一種，例如厚度最少應有1.6mm。先用鋸片將印刷線路板依照圖 13—2 裁成所需的尺寸，然後將整張圖 13—2 覆蓋在印刷線路板銅箔的上面，在圖 13—2 與銅箔面間應放置一塊複寫紙，對準線路板與圖 13—2 的位置，然後用回字夾（萬字夾）將兩者的位置固定，使不會移動。用尺及筆尖（較硬的筆）依着圖 13—2，將整個銅箔圖樣（網線部份）覆印在印刷線路板銅箔面上，並且注意畫取各零件孔的位置。最後將印刷線路板從圖 13—2 下面取出，並用小鑿子或其他尖形物體在畫於銅箔面上各零件的孔位作一刻記。用幼毛筆將漆油（以磁漆爲佳）塗在銅箔上需要保留的位置（即圖 13—2 之網點部份），待漆油乾透後（大約需要一天時間），用一柄做手工用的雕刻刀將塗上漆油的圖像修整好，使線條變得筆直整齊，及將不應有漆油的地方刮去。至此即可以進行腐蝕的手續。將印刷線路板浸入於“蝕銅水”內，待三小時至五小時，銅箔上沒有塗漆油的地方完全消失，露出電木板的表面。印刷線路板自“蝕銅水”內取出，經過清水冲淨後，就可以用松節水將塗上的漆油洗去，使露出明亮的銅箔面；最後就可以依着銅箔上所作的刻記鑽孔，以便插入零件之用。圖 13—7 是經腐蝕後線路板銅箔面的情形。

“蝕銅水”一般可以在零件店中購到，若自製的話也很簡單，用一份

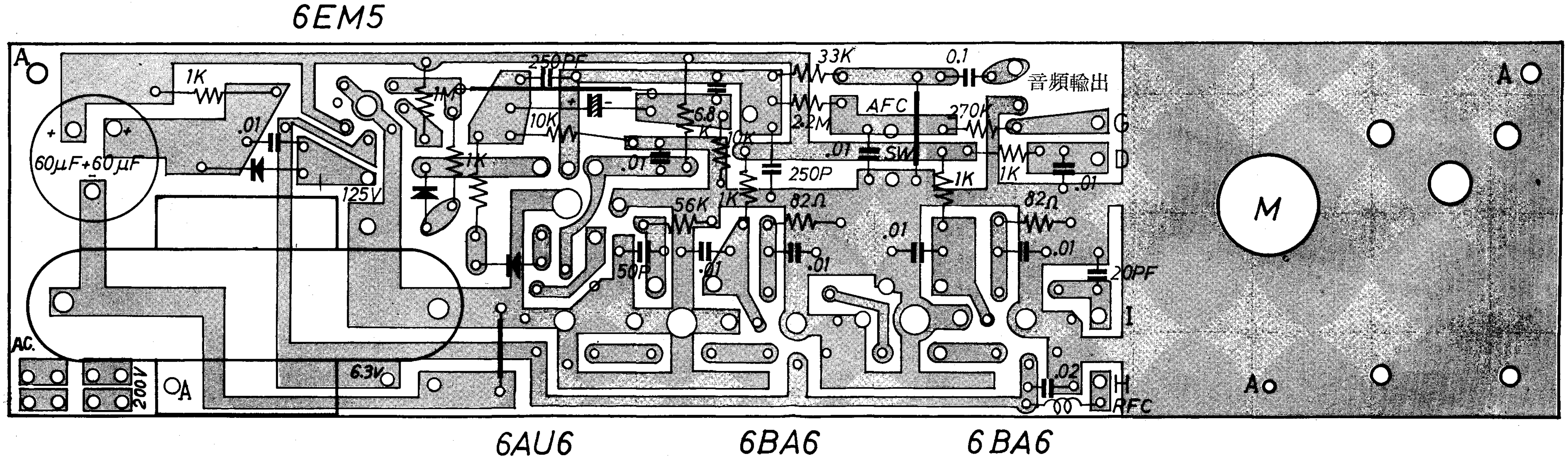


圖13—2　本機所用的印刷線路板的厚度圖樣及零件的排列

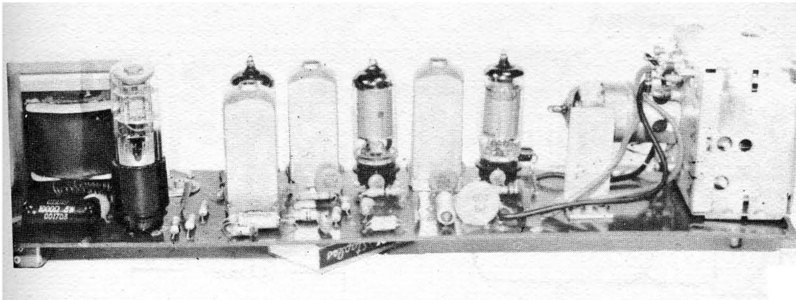


圖13—3 零件併接在印刷線路板後的情形。（照片）

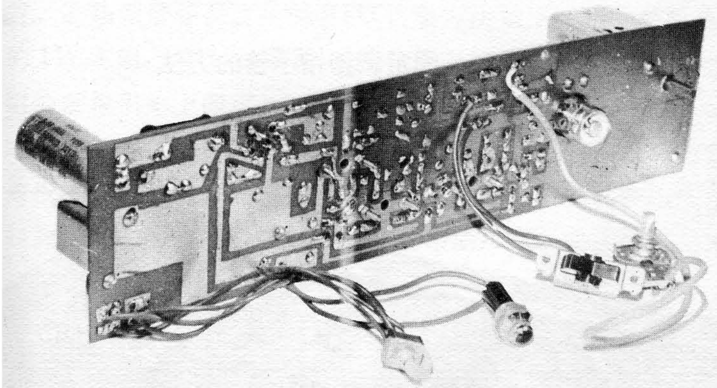


圖13—4 本機線路板的正常安放情形。（照片）

氯化鐵（**Ferric Chloride** $\mathbf{FeCl_3}$，工業原料店有售）溶於三份清水即成。

印刷線路板鑽孔後就可以安裝上電子管座、中頻變壓器、電源變壓器及高頻頭等較大型的零件，然後是插入各電阻及電容器等。電子管座用

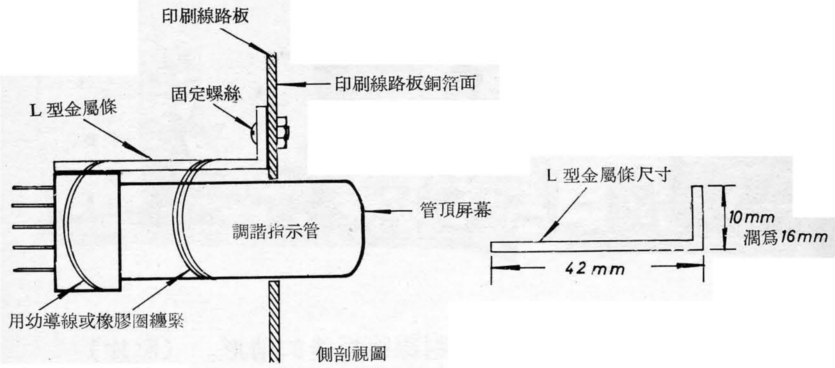


圖13—5　固定調諧指示管的方法

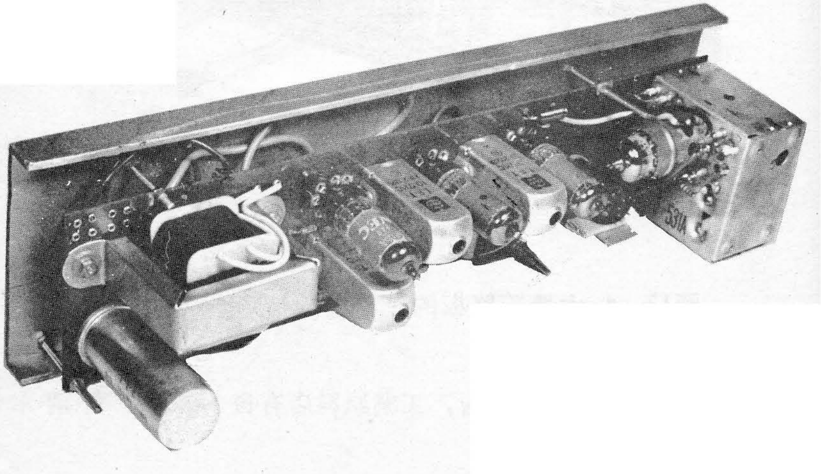


圖13—6　本機的後視情形。(照片)

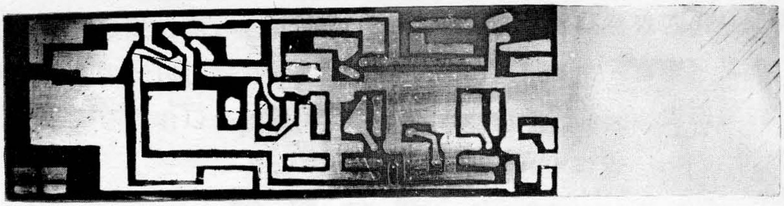


圖13—7　經腐蝕後線路板的銅箔面

普通的一種已可，因爲無需用螺絲固定，故可將其金屬套環拆去，以節省位置。高頻頭燈絲濾波用的 RFC 自製方法如下：用一枝阻值 100KΩ 以上的 1W 電阻，在上面用 30 號漆包線密繞 20 圈，線圈的兩端分別銲於電阻的兩根引線上即可。

本機在裝妥校準後，可以如圖 13—8 般加上一塊面板，這塊面板可以用薄板或其他的材料來做；最現成而美觀的，則是如圖中所示般，用一塊裝飾用的鋁槽來造。面板的尺寸較印刷線路板略大便可。印刷線路



圖13—8　要裝上面板後的情形

板由四枚螺絲，用上面四個 A 圓孔固定於面板上，印刷線路板銅箔面與面板間是用四根長爲 15mm 的通心套管穿入在四枚固定螺絲上來分隔開。調諧可變電容器是用微調刻度盤來轉動，這樣可以減省了很多不必要的拉線麻煩。安裝完成後即可裝上適當的機殼，以作實際使用。

13·4 調整手續

全部零件銲接完成後，可用圖 13—1 的線路核對線路板銅箔上的各零件連接是否正常，若爲無誤，即可插上電源及接一簡單的天線以進行試聽。因爲高頻頭及中頻變壓器均是現成廠製且經過校準的，故慢慢轉動調諧旋鈕，應可接收到廣播電台。這時可用螺絲起子或專用的統調絶緣起子依次輕微地略爲轉動 (C) 及 (B) 兩只中頻變壓器之次級及初級鐵粉芯，務使聲音更爲響亮；然後在高頻頭上也略爲轉動 L4 及 L5 的鐵粉芯，使聲音更響；最後是調節鑑頻變壓器 D 初級之鐵粉芯，令輸出最大，即算校準完畢。

如果手頭上有一部高頻訊號發生器的話，當然可以進行較嚴格的調校手續。用電子管電壓表接於 6AU6 中 56K 柵漏電阻的兩端，或如圖 13—9 般，將 56K 電阻之接地端從印刷線路板上甩開，而串聯接入一 100μA 或 1mA 之電流表，並在電流表兩端並聯一 0.01μF 電容器。令訊號發生器產生一 10.7MHz 等幅訊號注入於第二隻 6BA6 之柵極上，依次調中頻變壓器 C 之次級及初級鐵粉芯，令電表讀數指示最大。

令訊號發生器改輸入於第一隻 6BA6 之柵極上，依次調中頻變壓器 B 之次級及初級鐵粉芯，至電表之讀數最大。再將訊號發生器注入於高頻頭之 E 點上，調 L4 之鐵粉芯，也使電表的讀數最大。將訊號發生器保持在這一點上注入，反覆調節各中頻變壓器之鐵粉芯，務使電表得到較高的讀數爲止。

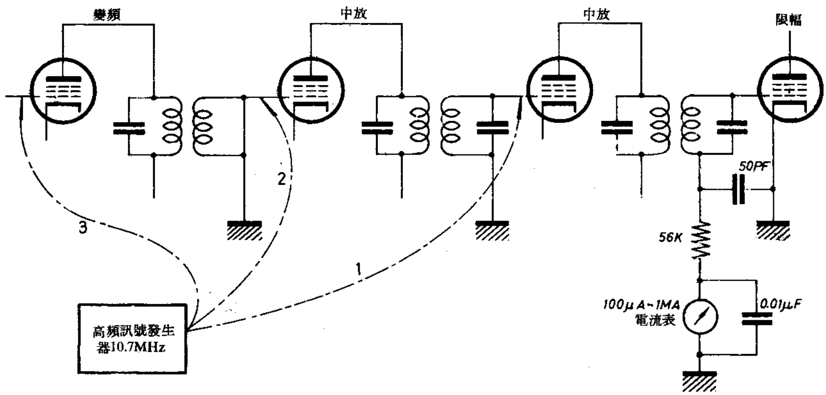


圖13—9　中頻級的校準步驟

中頻級校準後就可以進行鑑頻級的調校。將6AU6柵漏電阻上之電流表移去，柵漏電阻回復原狀。用一50μA～100μA電流表串聯一50K～100K之電阻，然後接於10μF 25V電容器之正極與地端間，訊號發生器之10.7MHz訊號注入於6AU6之柵極，即如圖13—10的接法，細心調節鑑頻變壓器D之初級及次級鐵粉芯，令電表指示最大讀數。再將電流表與電阻之組合改接於去加重電路0.001電容器的兩端，調節鑑頻變壓器次級之鐵粉芯，令電表讀數指示爲零。

鑑頻器及中放級均調準後，就可以進行高頻頭的統調。電流表與電阻的組合改接於10μF 25V電容器之正極與地端間。訊號發生器改接於天線輸入端，訊號發生器頻率撥於88MHz，高頻頭之調諧電容器轉軸則自完全旋入位置作大約5°的旋出，高頻訊號爲非調幅的等幅波。AFC開關應撥於不作用的位置，細心調節L_3之鐵粉芯，至電流表讀數指示最大。若在調動鐵粉芯時，發覺有兩點上均可得到最大的讀數，則應以電感量較小時之位置爲準。接着是調L_2及L_1之鐵粉芯，使電流表讀數更進一步增高。

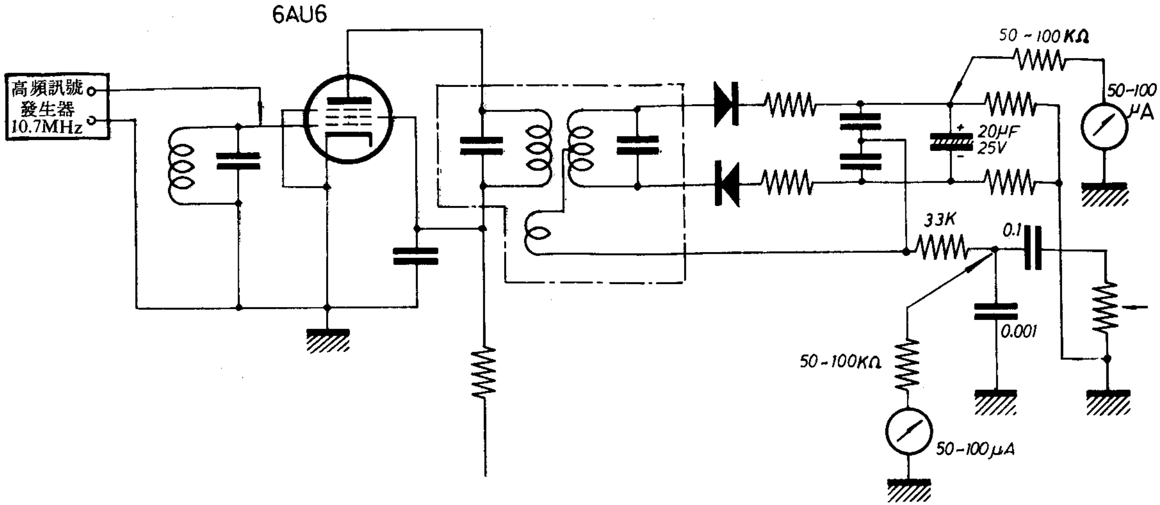


圖13—10　鑑頻器之校準方法

將高頻訊號發生器改撥於 108MHz，高頻頭調諧電容器之轉軸則自完全旋出位置旋入約爲 5° 之位置。轉動振盪部份之微調電容器 T_3，至輸出最大，然後調高放級之微調電容器 T_2，也令電表讀數最大。將上述高頻部份調校手續重覆一次，即可完成統調的手續。

必須提出注意的一點，是在作上述調校手續時，訊號發生器之訊號輸出強度都應盡可能保持於最低。

零件表

調頻高頻頭附中頻變壓器	1 套
電源變壓器：	
初級 200V（或 100V）、次級 0—125V，0—6.3V	1 個
320mm × 77mm 印刷線路板	1 塊
L 型鋁片	1 塊
面板	1 塊
開關：	
雙刀雙擲電源開關	1 個
單刀單擲開關（AFC 用）	1 個
76mm 100 刻度慢旋刻度盤	1 個
6.3V 指示燈連外罩	1 個
旋鈕（音量控制電位器用）	1 隻
三位天線輸入接線排	1 個
蓮花插底	2 隻
七脚電源插	2 隻
電源引線、金屬隔離線	若干
七脚電子管座	4 隻
電子管：	

6BA6	2 個
6AV6	1 個
6EM5	1 個
電阻（1/2W ± 10%）：	
82Ω	2 個
6.8KΩ	1 個
22KΩ	1 個
56KΩ	1 個
2.2MΩ	1 個
1KΩ	4 個
10KΩ	2 個
33KΩ	1 個
270KΩ	1 個
1KΩ(3W)	1 個
電容器：	
20PF（50V 陶瓷）	1 個
50PF（50V 陶瓷）	1 個
250PF（50V 陶瓷）	3 個
0.001μf（50V 陶瓷）	1 個
0.01μf（200V 陶瓷）	8 個
0.1μf（50V 陶瓷）	1 個
60μf + 60μf（200V 電解質）	1 個
10μf（25V 電解質）	1 個
二極管：	
1N60	2 個
400V PIV 200mA 矽整流器	1 個

第十四章　八管調頻調幅兩用收音機的製作

安裝一部調頻調幅兩用收音機不會較單用的調頻收音機來得困難，因爲實際上不過是增加一個調幅用的變頻級而已（見圖 14—1）。

14·1　調頻部份之線路

本機也是採用印刷線路板的結構方法，並且是除了電源變壓器外，全部零件合裝在一塊線路板上。調頻接收的高頻部份也是採用一成品的高頻頭，不過爲了節省位置，以及令調頻及調幅收音的選台能够祇用一只旋鈕來作調諧，這裏所用的高頻頭是屬於調頻調幅兩用的一種，它與普通單用的高頻頭的分別，不過是在調諧電容器上加上兩節作調幅收音調諧之用而已，除此之外完全不包括有調幅收音時所用的零件。

高頻頭是由高頻雙三極管 **6DT8** 組成，天線輸入回路是由一半的 **6DT8** 構成陰極輸入電路，但這天線輸入回路是固定調諧於調頻廣播段的中間頻率 **98MHz**，即這一三極部份是作闊頻帶的高頻放大（88—108 MHz ±3dB）。**6DT8** 的另一三極部份是構成自差式變頻，振盪回路並有電容二極管作自動頻率控制（微調）。

中放部份共有三級，由兩個 **6BA6** 及一個 **6AU6** 組成，**6AU6** 是限幅級，第一個 **6BA6** 兼作調幅收音時之中放。鑑頻級是由雙二極單三極複合管 **6GT8** 之雙二極部份構成，線路是作比率鑑頻的接法，**6GT8** 這

隻電子管若買不到的話，也可以用其他編號、性能相同的複合管，不過由於電子管脚的連接可能有所不同，印刷線路板這一部份的設計就可能要略爲改動。

鑑頻器的輸出，在去加重電路前是接至高頻頭的 AFC 電 路 的。在去加重電路後之音頻輸出則接至調頻調幅轉換開關，以供音 頻 放 大 之用。

6GT8 的三極部份與 6AR5 構成音頻放大級。音頻放大級輸入端的轉換開關 S_b 在 1 的位置時，是接至調幅二極管檢波後的 輸 出，在 2 的位置時，則是接至調頻比率檢波的輸出 。S_a、S_b 及 S_c 是一只三刀雙擲轉換開關。電壓放大級的屏極輸出是接有高音衰減電路，以矯正音頻放大的頻率響應。10KΩ 電阻構成整個音頻放大電路的負回輸環路、從而得到高傳真的音響放大。

14・2 調幅部份之線路

調幅接收部份之變頻級是典型的五柵變頻電路，由 6BE6 組成；但在振盪電路中，因爲是採用原來高頻頭所附有之調幅廣播段線圈，故線路上與普通的略有不同，這種線圈的優點是電路上所用的零件可以減至最少，例如不用墊整電容器及交連電容器等，但又能够 容 易 起 振，當然，這種線圈在製造上是頗化工夫的。由於没有墊整電容器來作爲振盪電路低頻率端的校正，故這線圈是用鐵粉芯調節來改變其電感量。

如果所購的調頻調幅兩用高頻頭是不附調幅廣播段線圈，或是採用獨立的雙連調幅收音可變電容器的話，則可採用普通的三點式振盪線圈，這時可用如圖 14—2 所示的線路，效果完全一樣，但印刷線路板這一部份，將要略作改動。

中放級是與調頻部份之第一級中放共用，調幅檢波由晶 體 二 極 管

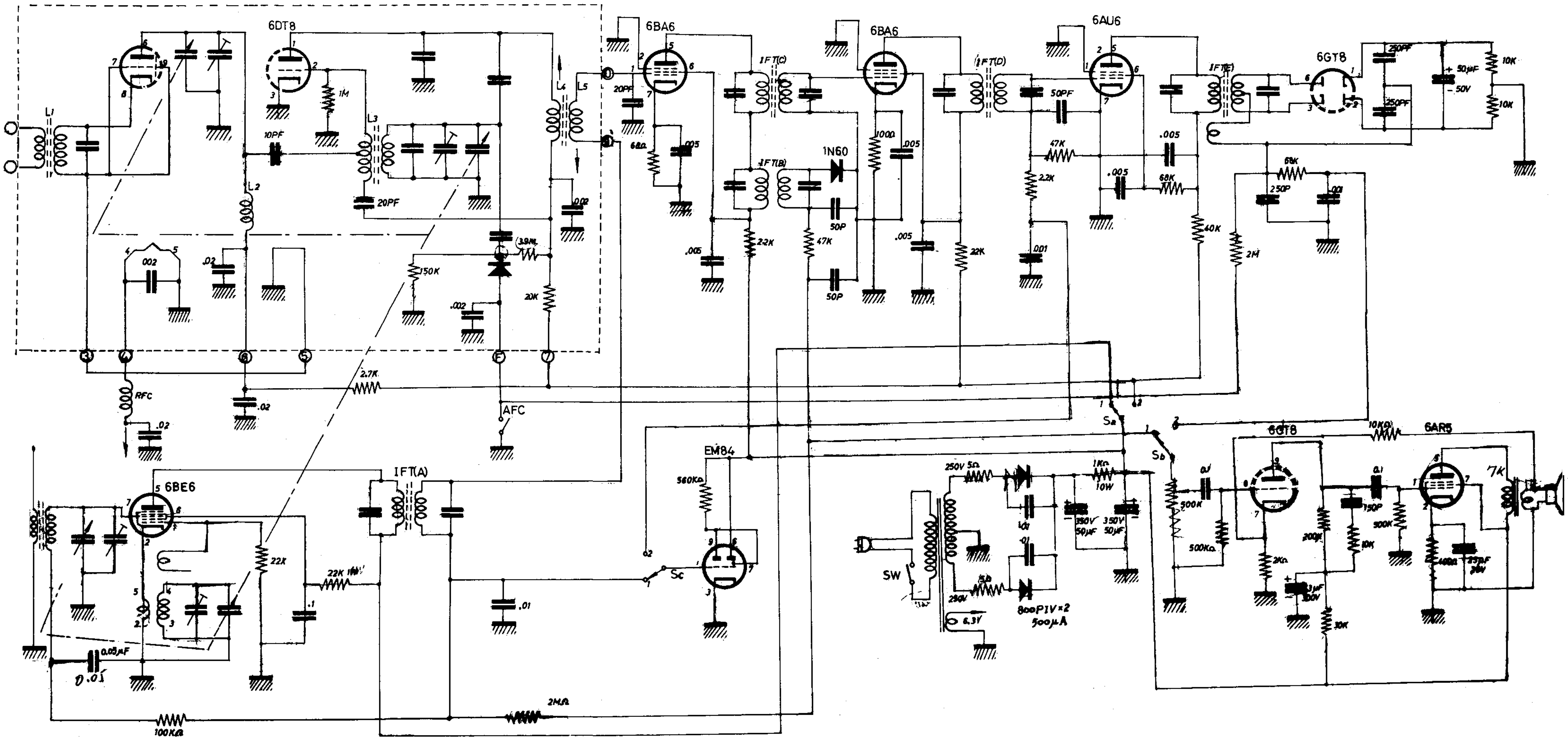


圖14—1　八管調頻調幅兩用收音機線路

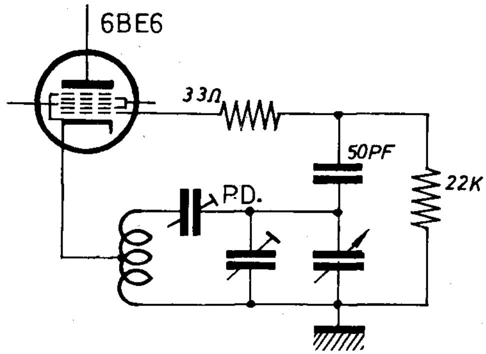


圖14—2　用普通振盪線圈的電路接法

1N60 來進行。檢波後的輸出一方面接至 S_b 之 2 供音頻放大，另一方面則輸至 6BA6 及中頻變壓器以作變頻及中放級的 AVC 電壓。

調諧指示管是用歐洲式的 EM84，在其柵極接有轉換開關 Sc，以作兩種接收時之指示撥換。在作調幅收音時，指示電壓是取自調幅檢波之 AVC 電壓；在作調頻收音時，指示電壓是取自限幅器之柵漏電壓。

電源電路方面是由兩隻矽整流器組成高壓全波整流，串聯於整流器之 5Ω 電阻及並聯之 0.01 電容器均是作保護矽整流器之用。6BE6、6AU6 與第二級調頻中放之 6BA6 及高頻電子管是祇有在任一種收音情況時才使用，故其屏極電壓是經一轉換開關才接至整流電源之輸出。

14·3 裝製及校準

由於本機也是採用印刷線路板的結構，故其製作方法大體上與上一章的相同；不過在本機中，印刷線路板是如普通底板般作平放的。圖 14—3 是印刷線路板之原度圖樣及零件的排列方法，圖 14—4 則是線路板銅箔腐蝕後的情形。調幅收音的天線線圈這裏是用磁棒鐵芯的，固定

的方法是用一厚馬糞紙曲摺成長U型，以承着磁棒，這馬糞紙架則用螺絲固定在高頻頭外殼的頂部。如果用普通空氣式天線線圈時，也可將之固定在這外殼的頂部上，惟切不可在線路板上太貼近振盪線圈的位置。從圖 14—5、14—6 的照片中，可以看到各零件排列的情形。

插上各零件並且銲接無誤後，就可以進行試驗的手續。先不要插上電子管，祗接上電源，先測各部份之電壓均正常後，就可以接上揚聲器及插入 6AR5，拿着螺絲起子按此管的柵極，揚聲器應有聲響發出。再插上 6GT8，同樣按其柵極，應可得到更大的聲響，這證明音頻放大級無誤，可以將其他電子管全部插上。

作頻率的統調，是先施於調頻部份，其方法已如上一章所述。調頻部份校準後，再進行調幅部份的調準，其方法與普通超外差收音機的相同，茲不贅述。

零件表

附調幅收音雙連可變電容器之調頻收音高頻頭	1 個
中波廣播段天線及振盪線圈	1 套
280mm×115mm印刷線路板	1 塊
7KΩ 輸出變壓器	1 個
電源變壓器(初級 200V，次級 250V－0V－250V；6.3V)	1 個
選擇掣：	
單刀單擲開關（AFC 用）	1 個
三刀雙擲開關	1 個
電子管：	
6BA6	2 個
6AU6	1 個
6GT8	1 個

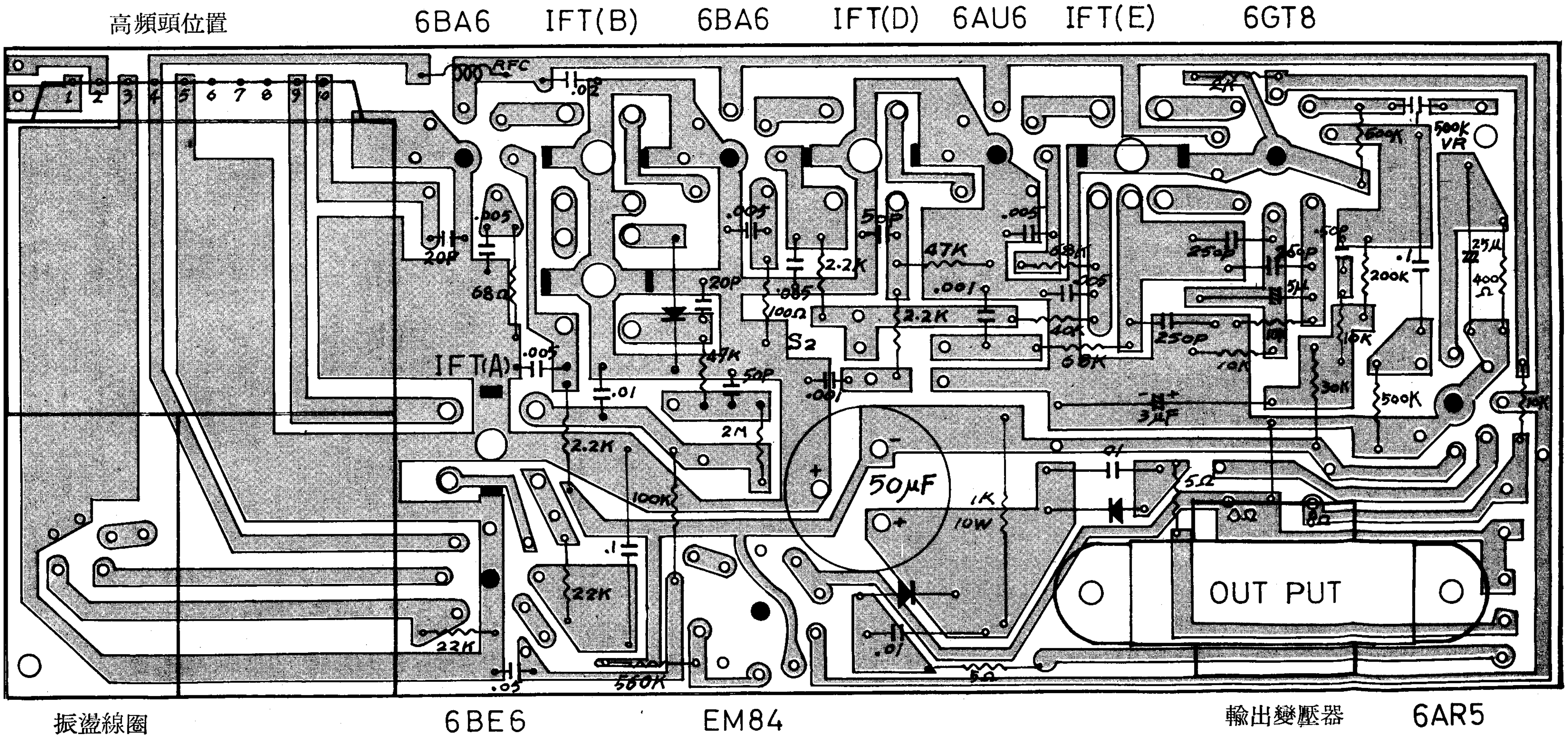


圖14—3　本機所用印刷線路板的原度圖樣

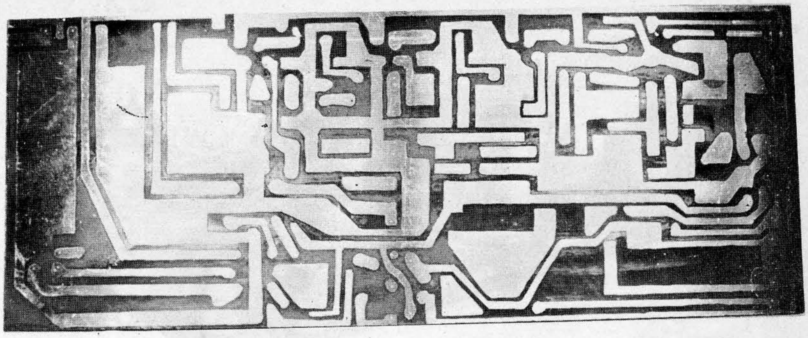


圖14—4　八管 AM、FM 收音機的印刷線路板

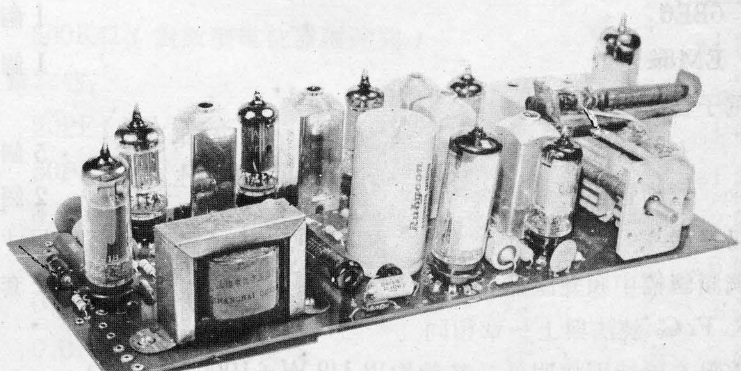


圖14—5　八管 AM、FM 收音機的正視圖

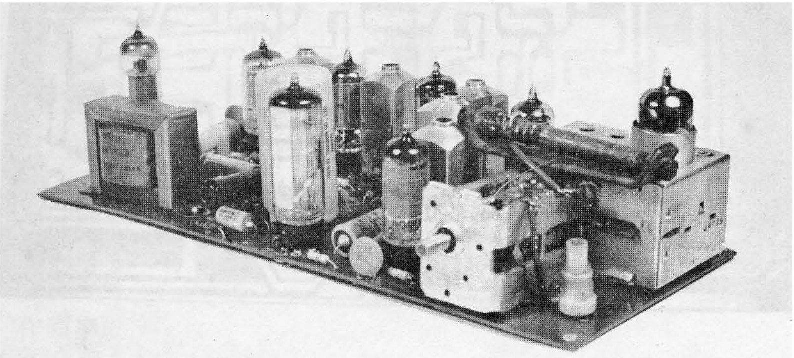


圖14—6　八管 AM、FM 收音機的側視圖

6AR5	1 個
6BE6	1 個
EM84	1 個
電子管座：	
七脚管座	5 個
九脚管座	2 個
揚聲器	任何尺寸
調頻調幅中頻變壓器	1 套
R. F. C. 繞法與上一章相同	
電阻（除特別注明外，其餘均用 1/2 W ± 10%）	
5Ω	2 個
68Ω	1 個
100Ω	1 個
400Ω（1W）	1 個

1KΩ (10W)	1 個
2KΩ	4 個
2.7KΩ	1 個
10KΩ	4 個
22KΩ	1 個
22KΩ (1W)	1 個
30KΩ	1 個
40KΩ	2 個
47KΩ	2 個
68KΩ	1 個
100KΩ	1 個
200KΩ	1 個
500KΩ	2 個
560KΩ	1 個
2MΩ	2 個
500KΩ (對數型電位器附開關)	1 個
電容器:	
20PF (50V 陶瓷)	1 個
50PF (50V 陶瓷)	1 個
0.001 μf (50V 陶瓷)	2 個
0.005 μf (400V 陶瓷)	6 個
0.01 μf (50V 陶瓷)	1 個
0.01 μf (400V 紙質)	2 個
0.02 μf (500V 陶瓷)	1 個
0.005 μf (50V 陶瓷)	1 個
0.1 μf (50V 陶瓷)	1 個

0.1μf（400V 紙質）	2 個
3μf（350V 電解質）	1 個
5μf（50V 電解質）	1 個
25μf（25V 電解質）	1 個
50μf＋50μf（350V 電解質）	1 個

第十五章　四種調頻收音調諧器製作範例

15・1　AFC 相移鑑頻調頻收音調諧器

本機之線路如圖 15—1 所示，主要的零件是採用廠製的成品高頻頭及其所附屬的一套中頻變壓器，故線路結構極具典型。

高頻頭　所用之高頻頭爲樂聲牌（National）的製品，編號爲 FM—P1；線路上使用一低雜音型的高頻雙三極管 6A Q8 作高放及變頻的工作。線路的特點是採用中和的形式以得到高穩定與高放大率。

天線輸入可以接於 A_1 A_2 上，以配合 300Ω 平衡型的天線或接於 A_1 與 E 處，作 75Ω 的天線匹配。高頻放大的輸入電路是使用固定調諧式（L_1 次級及 C_1），故 6A Q8 的第一個三極部份是構成寬頻帶的高頻放大，其對調頻廣播段的最高及最低頻率之衰減爲 2dB，因此其頻寬響應曲線可稱得爲極之平順。接於屏極之 3PF 電容器是作中和用的電容器。

6A Q8 的第二個三極部份接成自差式變頻電路，担任本機振盪與混頻工作；高放級與變頻級的訊號交連方法，是採用線圈中心抽頭的形式，使在交連電路上所出現之本機振盪電壓處於一個平衡的零電位，故大大減低了本機振盪的向外輻射。

中放級與限幅器　中頻放大部份用三級中放一級限幅的結構；電子管方面用 6BA6 及 6AU6，以取其互導率（G_m）高、屏柵電容（C_{pg}）較小。限幅器之 6AU6 屏極及簾柵極電壓約在 50V 左右，由兩隻 15KΩ 電阻構成一分壓電路以收電壓穩定之效。6AU6 之柵漏電阻及電容器是

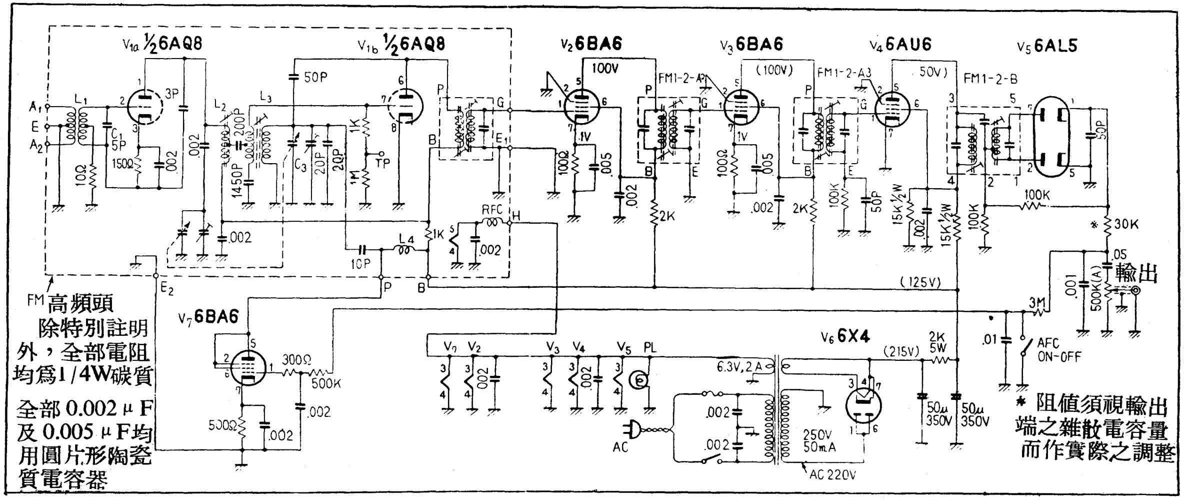

V1a 1/2 6AQ8
V1b 1/2 6AQ8
V2 6BA6
V3 6BA6
V4 6AU6
V5 6AL5
V6 6X4
V7 6BA6
FM1-2-A2
FM1-2-A3
FM1-2-B
(100V)
50V)
(125V)
(215V)
RFC
AFC ON-OFF
6.3V, 2A
250V 50mA
AC 220V
AC
50μ 350V
輸出
FM高頻頭
除特別註明外，全部電阻均爲1/4W碳質
全部0.002μF及0.005μF均用圓片形陶瓷質電容器
* 阻值須視輸出端之雜散電容量而作實際之調整

圖15—1

用 100KΩ 及 50PF 組 成，其數值的配合是要得到一個所需之充放電時間常數。

相移鑑頻器 鑑頻器電路是用一雙二極管 6AL5，採用相移鑑頻的形式，這樣可以得到最低的檢波失真。線路上之檢波音頻電壓輸出，在 100%調頻時爲 1 V，圖 15—2 是本機鑑頻器的實測 S 曲線。去加重電路

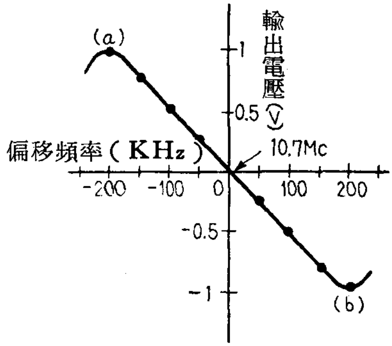


圖15—2

是用一 30KΩ 電阻及 0.001μF 電容器，由於零件接線的雜散電容及音頻輸出端引線長短的影響，每使這個去加重電路的時間常數受到改變，因此在實際安裝時，30KΩ 電阻的數值要略爲調整，調整的方法非常簡單，祇要用聽覺來聆聽重放出來的高音，使達到適中的程度便可。

自動頻率微調電路 由 6BA6 作三極管的接法以構成電抗管電路。自動頻率微調電路的作用範圍，是使本機振盪頻率若有 100KHz 的變化，得到矯正後的頻率誤差祇有 10KHz。

零件之選用與接線要點 本機底板之開孔尺寸可參考圖 15—3，零件之實際佈置情形，如圖 15—4 及 15—5 之照片所示。

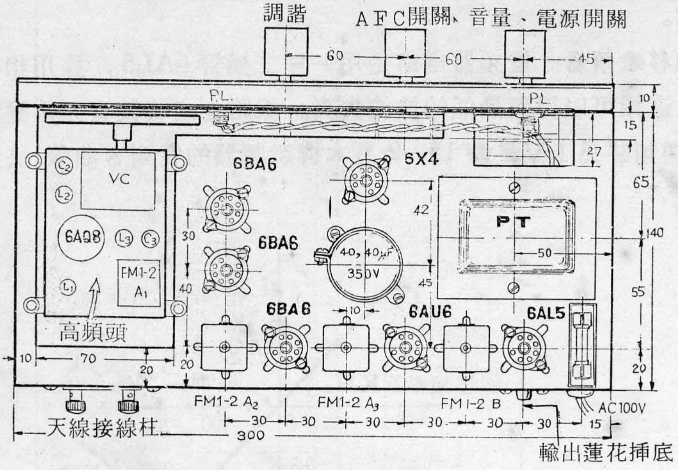

調諧
AFC開關、音量、電源開關
60
60
45
P.L.
P.L.
10
15
27
65
140
55
20
VC
6AQ8
FM1-2
A1
高頻頭
6BA6
6BA6
6BA6
6X4
40, 40μF
350V
6AU6
6AL5
PT
42
45
50
30
40
20
10
10
70
20
FM1-2 A2
FM1-2 A3
FM1-2 B
30
AC100V
15
天線接線柱
300
輸出蓮花插座

圖15—3

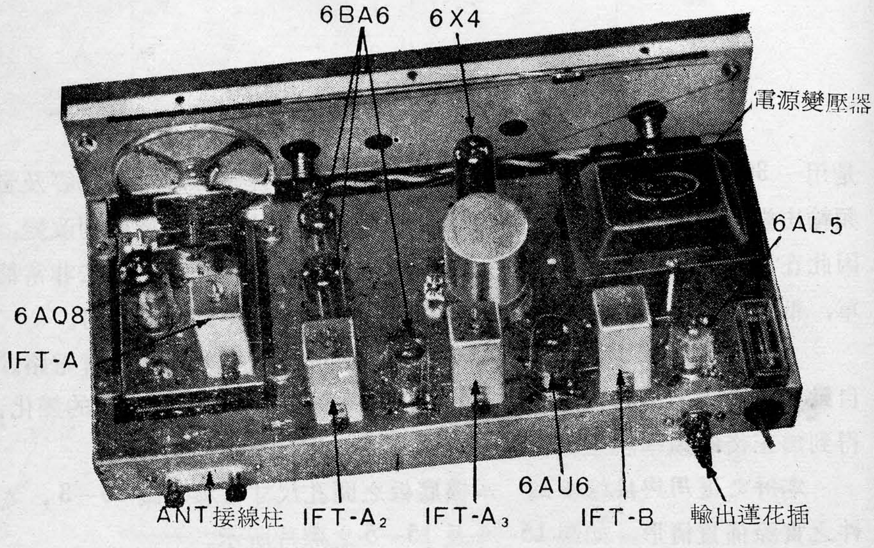

6BA6
6X4
電源變壓器
6AL5
6AQ8
IFT-A
6AU6
ANT 接線柱
IFT-A2
IFT-A3
IFT-B
輸出蓮花插

圖15—4

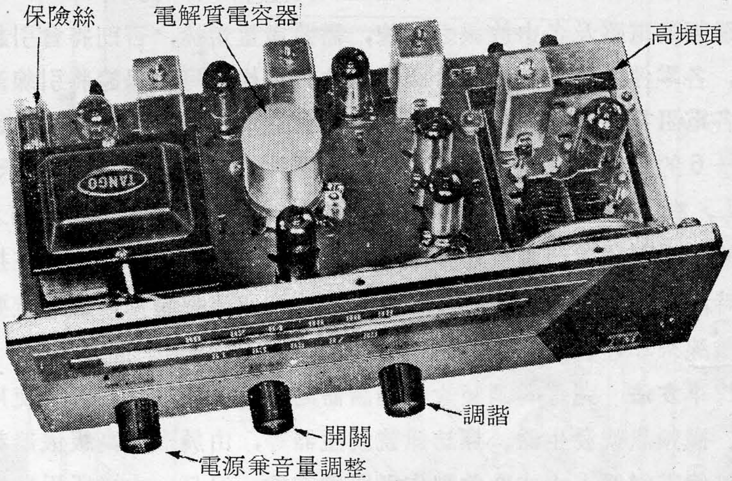


圖15—5

高頻頭安裝於底板上須要注意其穩固性，因若鬆動不够穩固，將會引起頻率的偏移，造成收音的不穩定。底板如爲鐵質的，可以將各接地點先行燙錫，燙錫所用之電烙鐵，最小要有 100W；如底板爲鋁質，則可以在各接地點裝上銲片。

接線的順序是先由各電子管座中心柱的接地點開始，然後是整流部份及各級之高壓引線，最後是屏極、陰極及柵極接線。電阻及電容器等零件則在最後才銲上。

電阻方面，除了整流濾波電路之 2KΩ 5W 爲線繞型外，其餘均爲普通之碳質電阻。由於本機各級之工作頻率均很高，因此不能用碳膜型的電阻，碳膜電阻因爲是中空而又刻有細槽的，故其潛佈電容很大，在工作頻率較高時，電阻本身就極容易構成一諧振體系。中頻放大級所用之電容器，全部均爲圓片形之陶瓷電容器，因取其體積小，引線可以達於

最短，同時，這種電容器是特別適宜於高頻率工作的。

鑑頻器電路及各中放級之佈線，需要盡量短捷，否則將會引起寄生振盪。各零件之接地，厲行分級接地法，這樣就可以保證將引線減至最短。各電阻電容器之排列如果不當，也會造成寄生振盪，因此最好依照圖 15—6 的實體佈線情形去排列；底板零件排列的實體照片示於圖 15—7。有一點需要特別說明的，是用作自動頻率微調控制電壓之濾波電路的 3MΩ 電阻，由於鑑頻級與電抗管之距離較遠，這電阻在接去電抗管時，引線就必須很長，爲了避免檢拾到交流聲起見，因此就要用金屬隔離線來作連接。

校準方法 完善的調頻收音調諧器的校準方法，一般需要使用到示波器、擺頻訊號發生器、標誌訊號發生器等，由於這些高級儀器都不是一般無線電從業人士或業餘製作者所備有的，況且，本機所用的主要零件都是廠製的成品，例如高頻頭及中頻變壓器等，在出廠前都經過正確的調整，故祇要稍作微調，即可得到準確的效果，因此實無配備複雜儀器的必要，下面祇就採用萬用電表及高頻訊號發生器的兩種校正方法來說明。

高頻頭內的全部零件均是在出廠前銲妥，故經廠方調準後可以視爲準確。中頻變壓器雖然亦經廠方調準，但在銲接時，由於佈線的不同，就會做成極輕微的失調，必須略爲調節才可以達於最理想的效果。

最簡單的調節方法是用一個萬用電表撥於 DC 10V 檔，並聯在限幅器電子管柵極之 100KΩ 柵漏電阻兩端；轉動調諧旋鈕以接收一個調頻電台，然後依次調節各個中頻變壓器之初級及次級鐵粉芯，至電表的讀數最大，即算調整完畢。如果沒有中頻變壓器之特性說明書，或說明書上沒有註明各個變壓器的頻率響應曲線是屬於雙峯或單峯特性的，爲穩妥起見，可以在每調節中頻變壓器之初級或次級時，在初級或次級線圈兩端並聯一阻值爲 1KΩ 之電阻，以降低變壓器的 Q 值，使變成單峯特

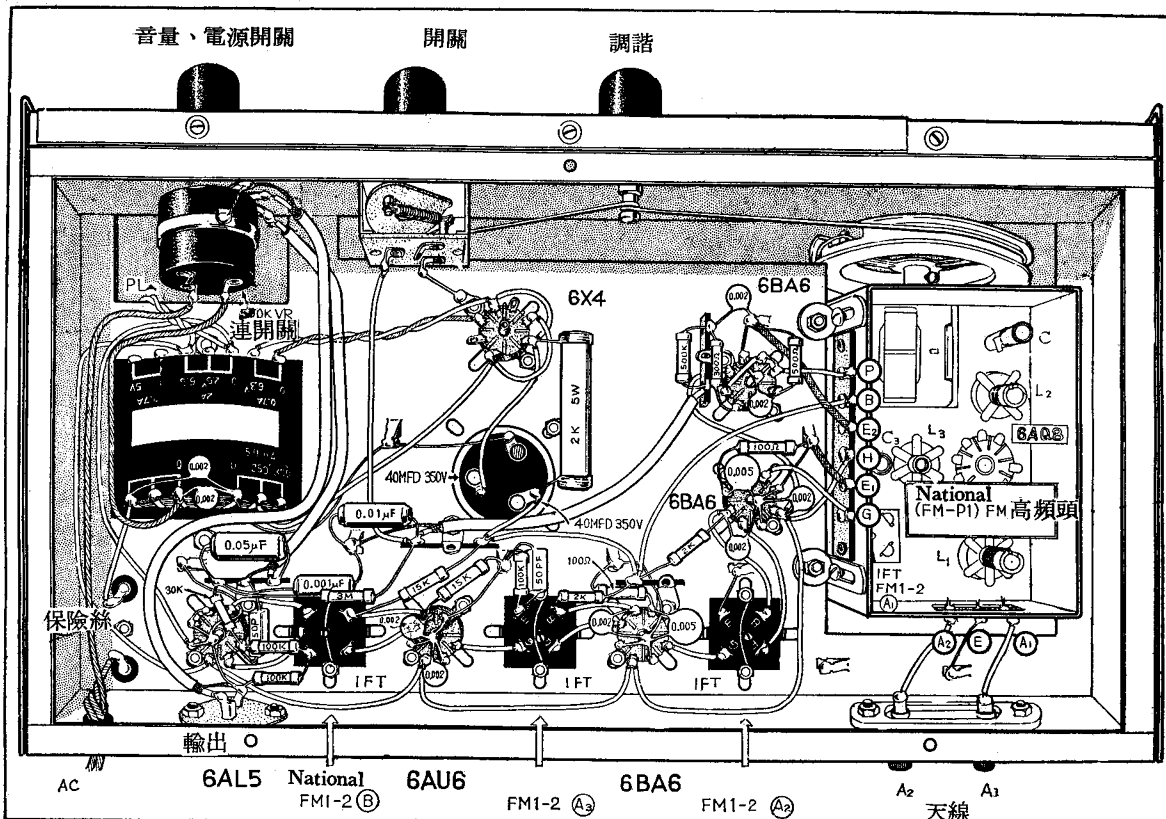

音量、電源開關
開關
調諧
6X4
6BA6
500K VR
連開關
PL
40MFD 350V
2K 5W
0.01μF
0.05μF
0.001μF
3M
100K
30K
50P
15K
100K
50PF
2K
100Ω
0.002
0.005
6BA6
40MFD 350V
500K
300Ω
500Ω
100Ω
P
B
E2
H
E1
G
C
L2
L3
C3
6AQ8
L1
National
(FM-P1) FM高頻頭
IFT
FM1-2 Ⓐ1
A2
E
A1
保險絲
IFT
IFT
IFT
輸出
AC
6AL5
National
FM1-2 Ⓑ
6AU6
FM1-2 Ⓐ3
6BA6
FM1-2 Ⓐ2
A2
A1
天線

圖15—6

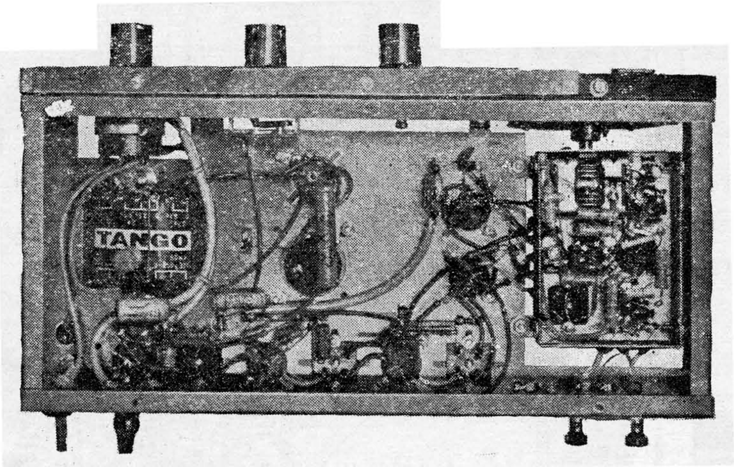


圖15—7

性。每一級調整後都要將電阻移去，以回復原來狀態。

中放級中頻變壓器校準後，可以進行鑑頻級中頻變壓器的調整；方法是將萬用電表接在去加重電路之 30KΩ 電阻與 0.001μF 電容器之接點上（見圖 15—8 之 A 點）與地端間，並撥於 DC 250μA 檔上。調節變

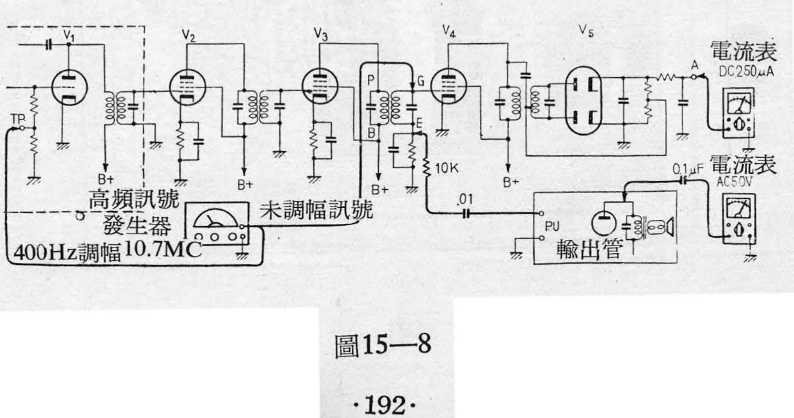


圖15—8

壓器初級之鐵粉芯，至電表讀數最大，然後又調節變壓器次級之鐵粉芯，至電表讀數爲零，即已完全調整正確。

利用高頻訊號發生器作調校，其方法示於圖 15—8。在校正中放級之中頻變壓器時，訊號發生器的輸出接在變頻管之柵極上，輸出訊號之頻率爲 10.7MHz 並施以 400Hz 之調幅；在限幅管之柵漏電阻與中頻變壓器次級之交點上則串聯接入一 10KΩ 電阻及 0.01μF 電容器，即將限幅管變成一柵極檢波器，電容器之另一端是接在擴音機上，這樣就可以從揚聲器聽到 400Hz 的調幅音調。當各中頻變壓器之鐵粉芯完全調準後，調幅音調也就達到最響；如果不用聲音來判辨調準的程度，也可以在擴音機輸出管的屏極接入一隔直流電容器，電容器的另一端與交流電壓表連接，當各中頻變壓器正確調準，電表的讀數也最大。

在校正鑑頻級中頻變壓器時，訊號發生器的輸出改接在限幅管的柵極上，輸出訊號仍保持爲 10.7MHz，但却不加入音頻調幅；鑑頻器的輸出接一電流表，其方法與前面所述的相同。

用高頻訊號發生器作校正時，如果發覺輸出的訊號太强，訊號發生器的輸出引線可以不直接加於收音機的各點上，而採用鬆交連的方法，即將輸出引線在收音機該點的導線上圍繞幾圈就可以。

有一點要特別說明的，是用來作校準的高頻訊號發生器，其頻率必須比較準確，如果訊號發生器是可以利用石英晶體作振盪的，最好將一10.7MHz 的石英晶體插上以作振盪，這樣輸出的頻率就非常穩定了。若訊號發生器的頻率有偏差，而不是正確在10.7MHz 上，這樣，當各中頻變壓器依照訊號發生器輸出之頻率而校正後，將與高頻頭輸出的10.7MHz 中頻不配合，故形成嚴重的失調。這時，除非將高頻頭內的各個線圈上之鐵粉芯及微調電容器重行調節，以改變輸出之中頻，才可以得到配合。

無論用任何方法進行收音機的校準，都必須將自動頻率微調電路斷

開。

改良線路　如果這部收音調諧器並不是與擴音機放近一起的，調諧器的輸出引線就可能較長，於是造成引線電容量的增加，致使聲音惡化。補救的方法是在調諧器內增加一陰極輸出級，以將調諧器之輸出阻抗降低。爲了避免改裝的麻煩，可以將原來 **6AL5** 之電子管座用作陰極輸出電子管的位置，而鑑頻器電路則用兩枚 **OA70** 鍺二極管來工作，這兩枚晶體二極管必須是特性完全相同之對裝製品，陰極輸出級及改良後之線路如圖 **15—9** 所示。圖 **15—10** 所示的則是本機之正面及後視圖，所用的機箱，是廠製特爲調頻收音調諧器而設計的機殼。

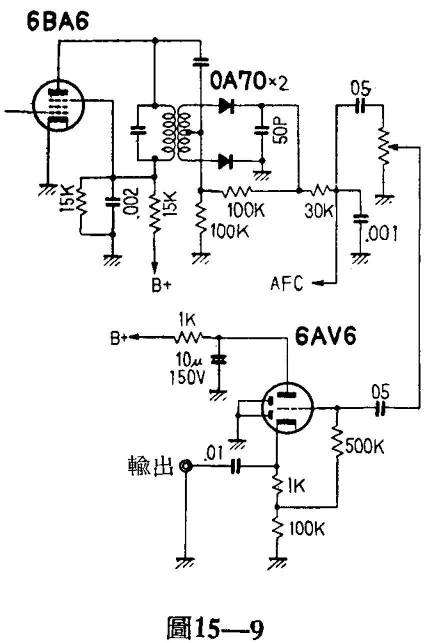


圖15—9

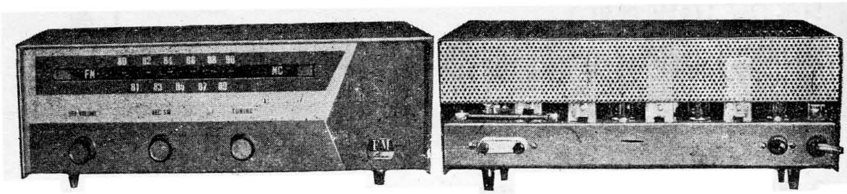


圖15—10

AFC 相移鑑頻調頻收音機調諧器零件表

底板及調諧器專用機箱	1 個
FM 高頻頭連中頻變壓器三個	1 個
250V 50mA 半波電源變壓器	1 個
七脚電木電子管座	6 個
50＋50μF，350V 電解質電容器	1 個
500KΩ 對數型（A 型）電位器連開關	1 個
單位蓮花插底	1 個
保險絲座	1 個
1A 保險絲	1 枝
兩位接線柱	1 副
旋轉式開關掣	1 個
6.3V 指示燈	2 個
指示燈座	2 個
100Ω（1/4W 碳阻）	2 個
300Ω（1/4W 碳阻）	1 個
500Ω（1/4W 碳阻）	1 個
2KΩ（1/4W 碳阻）	2 個
2KΩ（5W 線繞電阻）	3 個

15KΩ（1/2W 碳阻）	2 個
30KΩ（1/4W 碳阻）	1 個
100KΩ（1/4W 碳阻）	3 個
500KΩ（1/4W 碳阻）	1 個
3MΩ（1/4W 碳阻）	1 個
0.002μF（圓片形陶瓷電容器）	9 個
0.001μF（紙質電容器）	1 個
0.005μF（圓片形陶瓷電容器）	2 個
0.01μF（紙質電容器）	1 個
0.05μF（紙質電容器）	1 個
50PF（雲母電容器）	2 個
硬導線	3 碼
電源插蘇	1 個
電燈花線	3 碼
粗 1mm 鍍錫銅線	1 碼
度盤拉線軸	1 個
5 吋直徑拉線盤	1 個
度盤絃線	1 碼
直徑1/8 吋銅機絲連絲帽	30 副
三位接線支架	4 個
旋鈕	3 個
金屬隔離線	2 碼
銲片	10 塊
膠墊圈	1 個
6BA6	3 個
6AV6	1 個

6AL5	1 個
6X4	1 個

15·2 用自繞線圈的調頻收音調諧器

本機的結構方框圖如圖 15—11 所示。利用一 6BA6 作高頻放大，12AT7 之一半作混頻，另一半作本機振盪，兩隻 6BA6 構成一級中放及

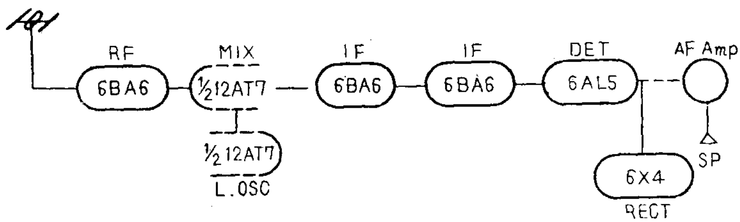


圖15—11

一級限幅器，由 6AL5 作比率檢波，6X4 則担任整流的工作。

本機的唯一特點是不同成品的高頻頭，全部高頻部份的線圈均爲自繞，這一點，對於没有儀器的讀者來說，調整起來是頗感困難的，如果手頭有一部高頻訊號發生器，則不過是增加幾項調整手續而已。

高放級 使用高互導率低屏柵電容的 6BA6 作高放管較之三極管有更大的優點，最主要的是它的屏柵電容量 C_{pg} 較小而互導率 gm 則高，這就減少了在高放級產生自激振盪的機會。

圖 15—12 是本機的線路。V_1 是高放級，其柵極電路是預調於調頻廣播段的中心頻率上，即 98MHz；柵極電路並沒有實際接有調諧電容器，因爲利用電子管本身的柵極陰極間電容量來充任調諧電容器。爲要

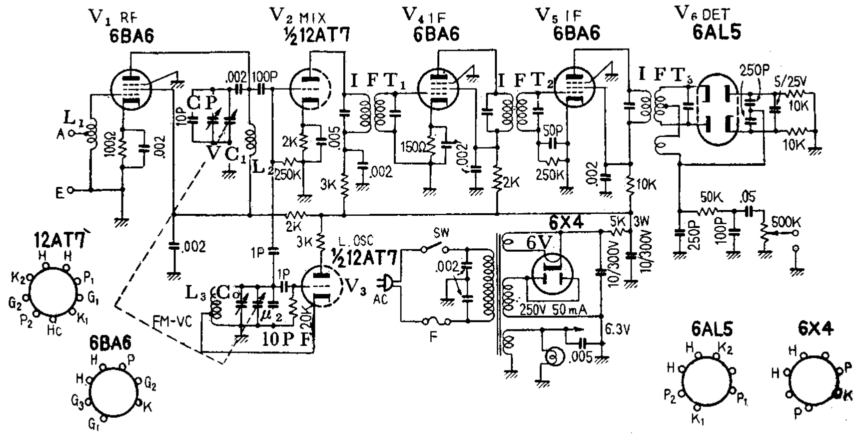


圖15—12

使在波段兩端的靈敏度低落不會大於 3dB，栅極電路的有效 Q 值必需低於 98 ÷ (108 − 88) = 98/20 即 4.9。

V_1 的屏極電路是由 V_{C1}、C_p 及 L_2 作調諧，V_{C1} 與 V_{C2} 是構成同軸的雙連電容器，其電容量之變化是 6—18PF，即容量變化範圍 ΔC 是 12PF，在這電容器並聯有 10PF 電容器及 C_p 以得到 88—108 的頻率範圍。若線圈 L_2 之電感量爲一定，則調諧頻率是決定於電路內電容量的平方根，即

$$\frac{C+\Delta C}{C}=\left(\frac{100}{88}\right)^2$$

式中 C 是電路內之最低電容量，ΔC 是電容量的變化範圍，即 12PF。故由上式可得，電路之最低電容量應爲 40PF，這 40PF 中，電子管 V_1 的輸出電容量佔了 4PF，V_2 之輸入電容量佔了 11PF，調諧電容器的最低電容量佔了 6PF，並聯電容器佔了 10PF，其他則爲電路之雜散電容量及振盪級注入至混頻級之電容量（1PF）。爲了電路上統調的需要，在

可變電容器還應並聯一個微調電容器 C_p，微調電容器的加入自然也增加了電路上的總電容量，但利用 V_2 之柵極接入一 100PF 交連電容器，却使 V_2 的輸入電容量得到適量減低。調節 C_p 可得到正確的最高與最低頻率的比值，而調整 L_2 的電感量可以保證得到正確的接收頻率範圍。

本機振盪 本機振盪是一隻三極管 V_3 工作於較接收訊號爲高的頻率。中頻是 10.7MHz，故本機振盪頻率的兩端點是 98.7MHz 及 118.7MHz。振盪頻率的改變是用 V_{C2} 來調諧，由前面式中計算，要得到這樣的振盪頻率範圍，振盪電路的最低電容量是 27PF，在這 27PF 中，4PF 是 V_3 的柵極與陰極間電容量，6PF 是調諧電容器的最低電容量，1PF 是注入至混頻級的電容量，10PF 是並聯電容器之容量，2PF 是雜散電容量，其他則由微調電容器而加入。微調電容器的作用也是用來調節使得到所需的最高與最低的振盪頻率。

振盪電路是用最簡單的普通哈脫萊式電路，這種線路雖然不是最佳的一種，但因爲線圈製作容易、調整簡單，對自製的條件來說是有利的。與可變電容器 V_{C2} 並聯的 10PF 電容器最好是用溫度係數爲 N750 的陶瓷電容器，這樣就可以抵消了線圈及可變電容器的正溫度係數，使振盪頻率漂移減至最低。

混頻級 V_2 是一相加式混頻器，其偏壓部份是取自正常的陰極電阻與電容器，另一部份則取自因振盪電壓注入而在 250KΩ 柵漏電阻上所造成的柵流。混頻級與本機振盪級之交連電容器不能大於 1PF，否則注入的振盪電壓就會過大。

中放級 V_4 是第一中放級，工作於滿增益；V_5 是第二中放級，設計於作爲一個高電平的限幅器，工作於約爲 100V 的簾柵極電壓。這一級並沒有陰極偏壓，在有輸入訊號時，電子管有柵流，在 250K 電阻及 50PF 電容器上有電壓降，其峯值與訊號電壓相等。

中放級的退交連必須滿意工作於 10.7MHz 及更高的頻率上，這是

爲要防止寄生振盪及中頻諧波回輸至高放級。中放級所用的退交連電容器全部都是 0.002μF 的陶瓷電容器，這樣的數值可得到很滿意的工作。各電子管的燈絲都是作兩股絞合的連接，在線路圖上燈絲雖然是祇用一隻 0.005μF 的電容器作旁路，但爲要效果更佳起見，可在 V_1 與 V_3 之電子管座燈絲接脚與地點間分別銲一電容器作旁路，以免除輕微的交流聲調制現象。

鑑頻級 比率鑑頻級是用雙二極管 6AL5，爲較簡便起見，也可以如圖 15—13 般改用兩晶體二極管來作檢波，效果完全一樣。不過有一點

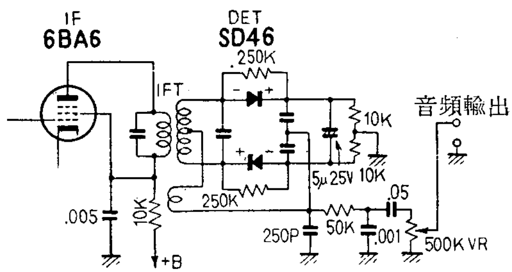


圖15—13

要知道的，就是 6AL5 之兩二極管在製造上是已使之完全平衡，但在用晶體二極管時，就要保證兩二極管有完全相同的特性才好。檢波後的輸出是經 50K 電阻及 100PF 電容器所組成的去加重電路，然後將音頻訊號直接輸出。

如果要得到更佳的效果，可以在去加重電路與輸出級間加入一由三極管組成的陰極輸出級，其線路如圖 15—14 所示。加入陰極輸出級的好處是使這部收音調諧器能夠與輸入電阻（例如爲 10KΩ）較低的擴音機配合而不會損失高音調訊號。另一項優點就是因爲輸出阻抗低，與擴

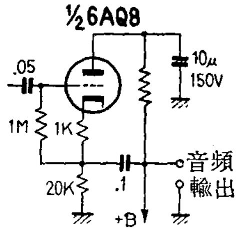


圖15—14

音機連接時所用的金屬隔離線較長也不會使音頻的高端受到衰減。

裝製要點 本機所用底板的尺寸是15Cm×25Cm×5Cm，零件在底板上的排列位置可參考圖15—15，各零件安裝後的情形，可參考圖15—16的照片。高頻部份線圈的繞法如圖15—17所示，天線線圈、高放線圈及振盪線圈均是用1mm直徑的漆皮線繞製，線圈之直徑爲15mm，且均爲繞三圈，天線線圈 L_1 是在中心作抽頭，振盪線圈 L_3 則是在離地端一圈處抽頭。各線圈的長度需視實際調整而定。

因爲是採用自繞線圈的緣故，高頻部份對於接地及零件溫度的問題都要小心一些；例如5K 3W的平滑濾波用電阻應遠離高頻部份，每一電子管座均裝有一接地銲片，以作分級接地。在佈線上有幾點要注意的是：屏極及柵極的訊號引線不應作不必要的加長，同時引線也不要將之貼近底板，應讓其懸空，柵極與屏極的引線也不應太接近或互相平行。天線線圈、高放線圈及振盪線圈間之距離越遠越好，如因位置限制必須較接近時，兩線圈間應互成90°。從圖15—18之照片所示，可見各零件在底板下之排列情形。

調校手續 在核對接線無誤及各級工作正常後，就可以進行頻率校準的手續。進行調校的連接方法如圖15—19所示。高頻訊號發生器是接於混頻管的柵極，其連接方法可以採用鬆交連，即將訊號發生器之輸出引

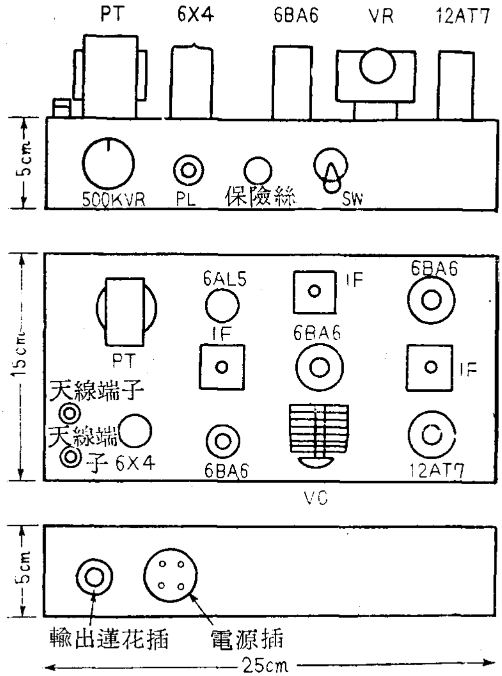


圖15—15　底板之開孔位置及零件之排列情形

線繞數圈於混頻管之柵極引線上。訊號發生器需要能夠產生 10.7MHz 的調幅及等幅訊號，以及 88—108 頻率範圍內之訊號。調諧器的輸出端接於一擴音機上，在這輸出端 C 點上也可同時接入 DC 1V 之電壓表或 1mA 之電流表，以作輸出訊號之監視。在鑑頻器之 A 點與 B 點間可接一 100KΩ 電阻及 1mA 電流表，以作校準的指示，不用電流表的話，也可用一 DC 5V 之電壓表接於地端與 A 點或 B 點間，效果一樣。

高頻訊號發生器輸出一 10.7MHz 之調幅訊號，調節 IFT_3 之初級鐵

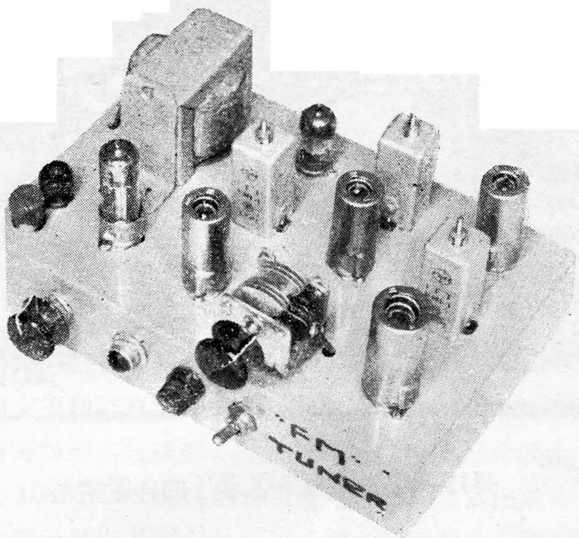


圖15—16 本機製成後的外形

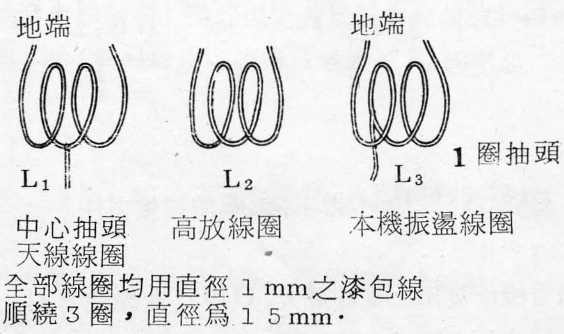


圖15—17 高頻部份的線圈繞製法

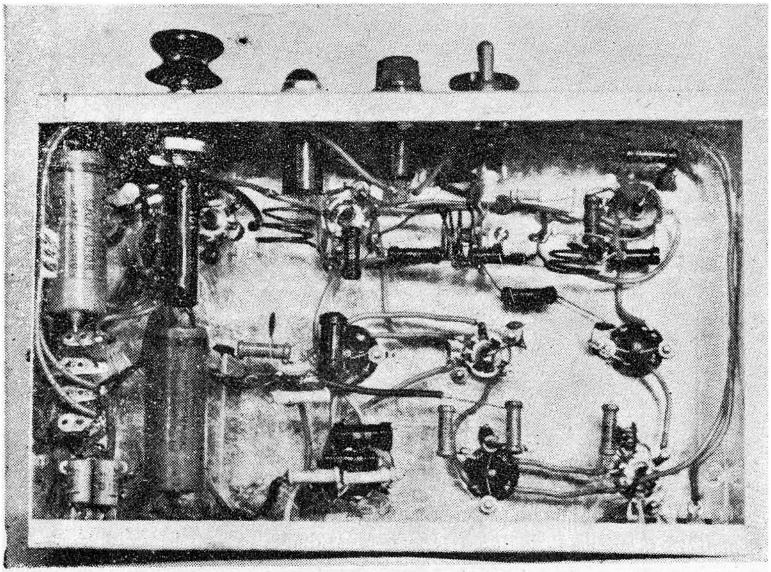


圖15—18　底板下各零件的佈置情形

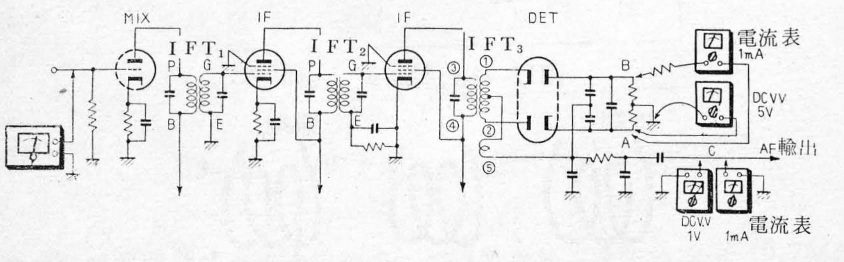


圖15—19　作校準的連接方法

粉芯，使擴音機所發出之聲響最大，C點及A點或B點之電表讀數亦最大。將訊號發生器之調幅訊號關掉，祇輸出10.7MHz之等幅訊號，調

節 IFT_3 次級之鐵粉芯，使在 A 點或 B 點上之電表讀數跌至最低。重又將音頻訊號發生器之調幅訊號加上，依次調節 IFT_2 次級、IFT_2 初級、IFT_1 次級 、IFT_1 初級之各鐵粉芯，使輸出之音頻及電表之讀數指示均達於最大，這樣中頻便算校準完畢，可以進行音頻的校準。隨着各中頻變壓器校準後，輸出的音響或讀數指示會變得很大，這時應盡量將訊號發生器之輸出保持於最低。

將訊號發生器改接於天線輸入端上，使輸出一88MHz 之調幅訊號，將調諧可變電容器完全旋入後再略爲旋出，這時刻度盤可作88MHz的指示，細心改變振盪線圈 L_3 之長度，使音量輸出及電表讀數均最大，若發覺線圈有兩種位置均能得到最大的音響，則應以距離較長的一處爲準。接着再調節高放線圈 L_2 的長度，也使輸出達於最大。然後將訊號發生器撥於 108MHz，先將調諧可變電容器完全旋出後再旋入少許，這時刻度盤之指示可作 108MHz，慢慢轉動振盪微調可變電容器 C_o，使輸出最大；再調微調可變容差器 C_p，亦使輸出最大。最後再重覆上述手續一遍，使效果最佳。

將訊號發生器除去，擴音機之音量控制旋鈕放於最響處，刻度盤撥於正中位置（約 98MHz ），調節天線線圈 L_1 的距離，使揚聲器發出最大的噪聲。

15・3 正交鑑頻器調頻收音機

正交鑑頻器的優點是輸出高，故使鑑頻後的輸出可以直接用來推動功率輸出級以使揚聲器發聲。在這部採用正交鑑頻器的線路中（圖15—20），其他部份都與普通調頻收音機的結構毫無二致。前級高頻部份是採用售品的高頻頭，正交鑑頻線圈則用一隻中頻變壓器來改繞。由於效率高、結構簡單，在仿製時是不會有很大困難的。

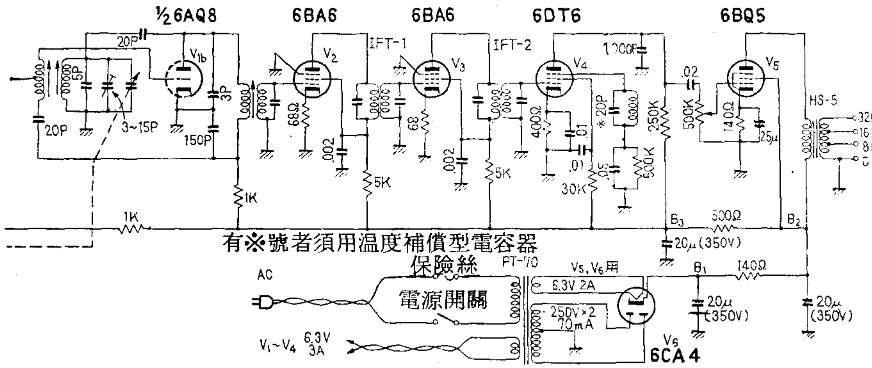


圖15—20　採用正交鑑頻電路的調頻收音機

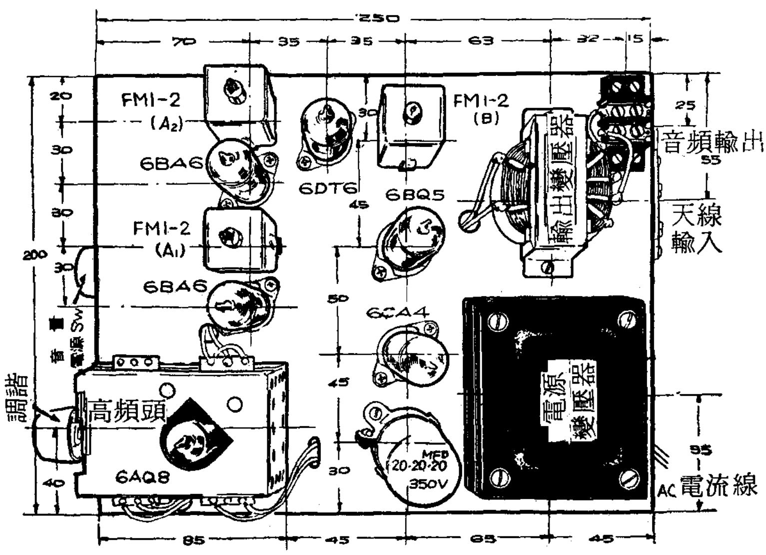


圖15—21　底板尺寸及零件之排列位置

正交鑑頻管是用 6DT6，如能購到 6BN6，靈敏度會更高。底板尺寸及零件排列如圖 15—21 所示。高頻頭安裝在底板的上面，這樣減少了開孔的麻煩。各零件在底板下的銲接如圖 15—22 所示，由於底板用得較大，銲接起來就較易於處理。正交鑑頻線圈的繞法如圖 15—23，用一中頻變壓器來改製，將其初次級繞組均拆去，線圈是繞在線圈筒正中的地方。並聯於正交鑑頻線圈的 20PF 電容器需要特別加予說明，爲了使鑑頻器的工作具有相當的穩定效果，這電容器需有一定的負溫度係數，以抵消線圈鐵粉芯之正溫度係數，電容器的溫度係數應盡可能在 N 200 至 N 300 之間。

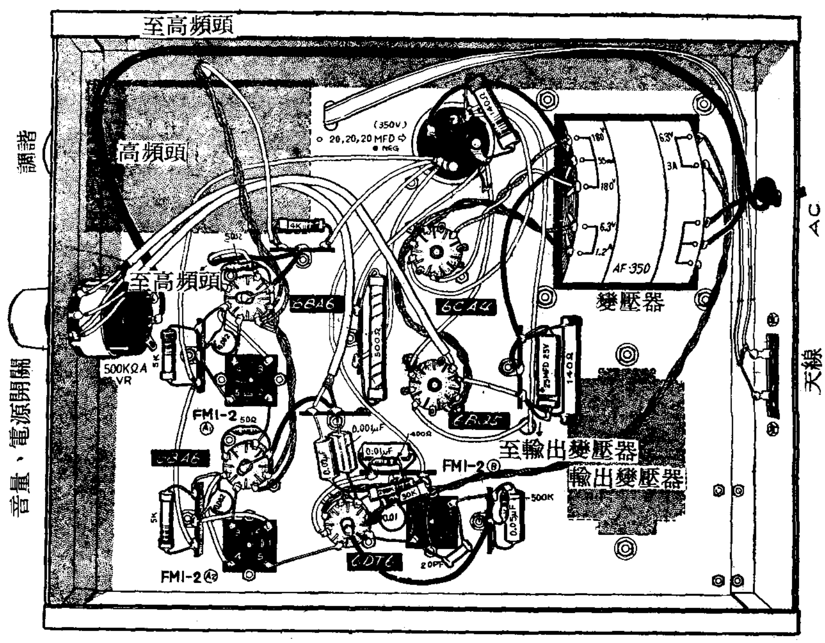


圖15—22　底板下的零件排列情形

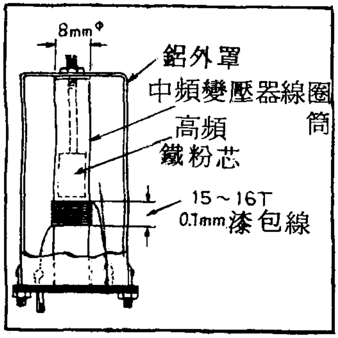


圖15—23　正交鑑頻線圈的裝製方法

在頻率的校準方面，最簡單的莫如用一電子管電壓表接於鑑頻器屏極負荷電阻的兩端，然後如調校普通調頻收音機般，注入一個調幅的10.7MHz訊號，依次轉動各鐵粉芯，至電子管電壓表指示的輸出最大爲止。最後是將收音機實際接收於一調頻電台，細心調節正交鑑頻線圈之鐵粉芯，至音質最佳爲止。

15·4　六管調頻收音擴音機

本機線路如圖15—24所示，在調頻收音部份是典型的結構，包括一只高頻頭，兩級中放，一級限幅及比率檢波器。在擴音部份由一只12AU7及一6BQ5組成，在12AU7電路上並加有音調控制線路。

圖15—25是本機所用底板的尺寸及零件的排列位置，圖15—26則是本機頂視情形的照片。由於增加了擴音機的部份，因此在銲接時就需要較爲考究，以免引起交流聲及不穩定振盪等，能夠依着圖15—27的底板零件排列方法，則大體上都可得到滿意的效果，在這實體圖中，應

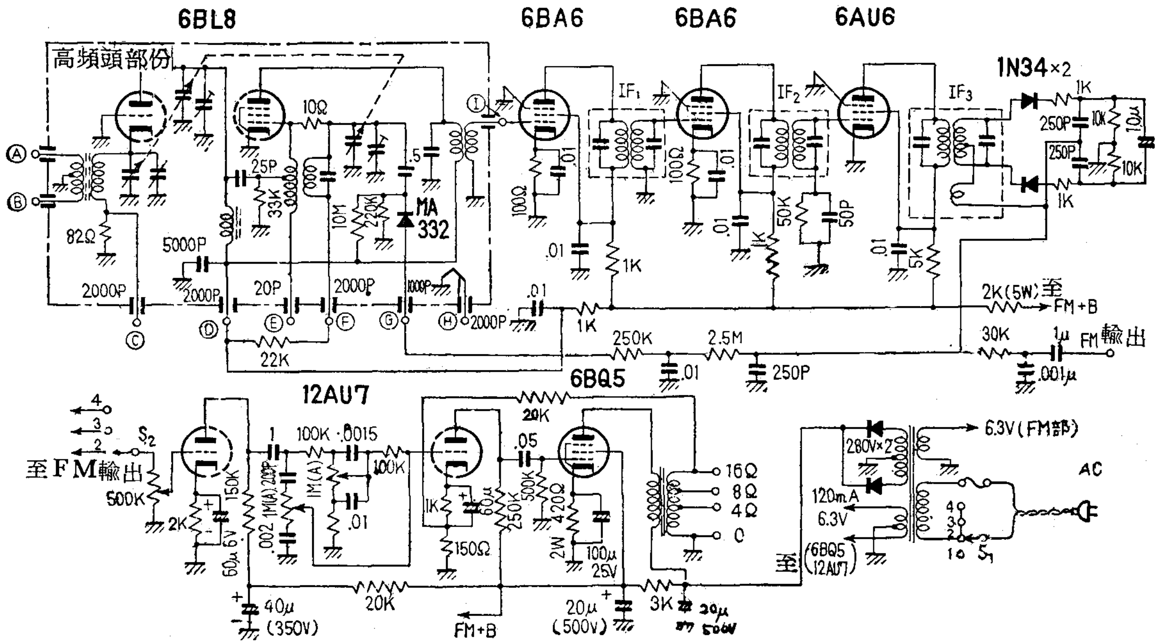


圖15—24　六管調頻收音機線路

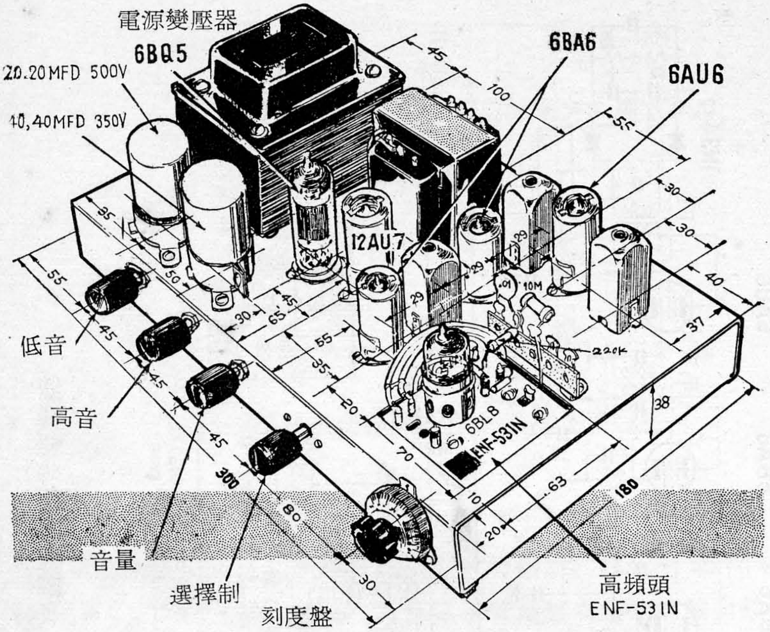


圖15—25　底板尺寸及各零件之排列位置

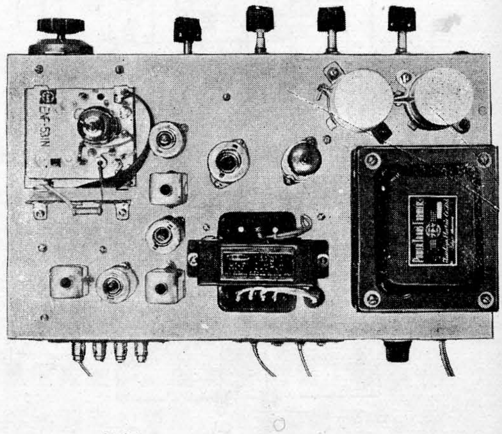


圖15—26　本機頂視情形的照片

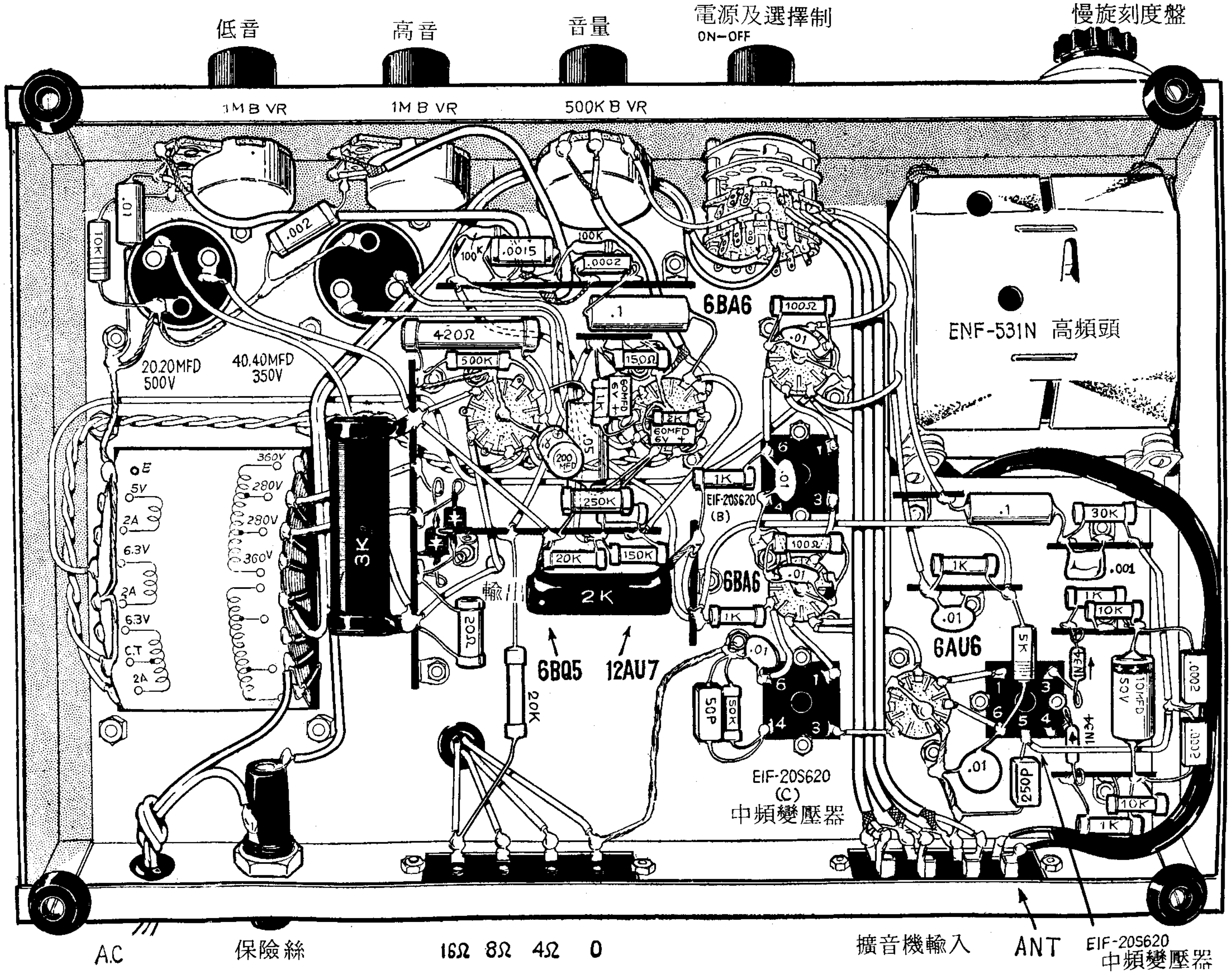


圖15—27　底板內零件的排列方法

特别注意各點的接地方法。電源開關與擴音機輸入選擇掣因爲是共用的，在佈線時就要注意避免引入交流聲。高頻頭是用四只 **L** 型金屬片固定在底板上，這些金屬片與高頻頭間則加有膠墊圈，此點可從實體圖中看到，其作用是避免機械震動影響到高頻前級的工作穩定。

在頻率校準方面，本機與前面所介紹的收音調諧器並無分別之處，因此不再作說明。

第十六章　超短波天線

調頻廣播是在頻率很高的超短波段進行；因此，它所使用的接收天線也與一般短波或中波調幅收音機所用的不同。

16・1　電波的傳播情況

在中波廣播段內，訊號由發射台到達收音機是沿着地球表面的直接途徑而傳遞，或如圖 16—1 般受到電離層的反射及折射而落在收音天線

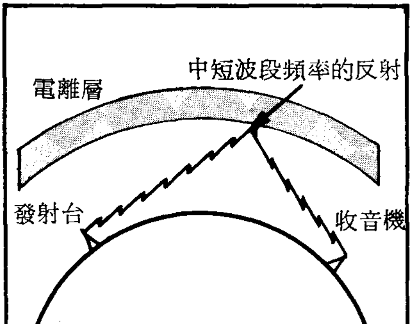


圖16—1

上。廣播電台的播送服務範圍主要受制於發射的電力、地形、天氣情況及每天的各個時間等因素；但它的有用訊號一般仍可以在數百哩的範圍內得到清晰的接收。

對於長距離通訊的短波來說，主要是依靠了電離層的折射效果；但對於 30—50MHz 的頻率，電離層已經逐漸失去了它反射電波的能力。當頻率更超過這一範圍而到達超短波段時，電波祇能在地面直接到達收音機，任何抵達電離層的電波都會穿過電離層及於外太空，而不能折射回地面，即如圖 16—2 的情形。

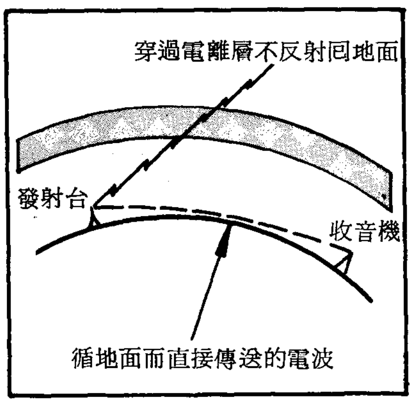


圖16—2

這些超短波的傳播有如光線一般，循着直線而進行。山巒及建築物等，都會對超短波訊號造成遮擋及反射的情形；收音天線如果在這些山巒或建築物之後的，就不能有訊號到達。因此，良好的超短波接收情形，是發射台與收音天線成一視在的直線。

在實際的傳送上，超短波的廣播範圍並不局限於這個短近的“視在距離”內；由於局部地勢的反射及大氣層的小量折射情形，都使有效的

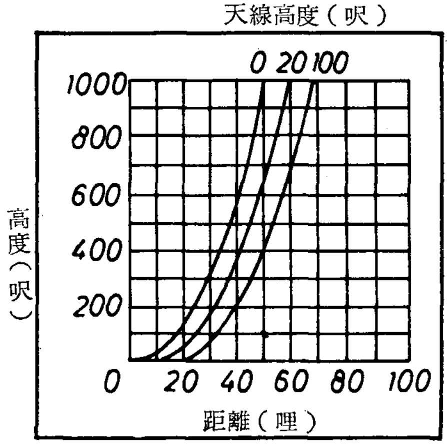


圖16—3

超短波傳送範圍大大擴展，而且在一些受到山巒擋閉的地方，仍然能够有超短波廣播訊號的到達。

超短波的直線傳播特性，使一般調頻廣播發射台均設於高山或高聳的建築物之上。圖 16—3 這三條曲線就是表示出收音天線高度分別爲零呎、20 呎及 100 呎時，發射台超出地面高度與有效傳送距離的關係。由此可以看出，將發射台或收音天線任一者予以加高，都可將廣播的傳送範圍加大。以香港的情形而論，中波段的廣播發射台可以設在市區或近郊的平地上，但超短波發射台則必須設在稍高的地方如海拔有 469 呎的港島歌賦山頂，這樣，整個港島及九龍的範圍都可以有效地接收到超短波調頻的廣播。

16·2 天線的設計

在普通的中波及短波收音機中，一般對於天線的長短都不大留意；

但因爲中短波的訊號都有一定的强度，天線長短的變化都不足以嚴重影響收音的情況。在超短波段中，由於受到直線傳播距離的限制，到達收音機所在地區的電波訊號可能已經很弱，要得到良好的收音效果，天線就要盡可能地將這些微弱電波充份利用。天線基本上可以看成是一個由線圈與電容器組成的並聯調諧電路，當調諧電路與電波達成諧振時，在電路上的電波訊號就最大。因此，天線的長度若與電波的波長達成共諧時，天線所檢拾到的電波訊號就最强。

一條最簡單的共諧天線，就是一種稱爲“偶極子”的半波天線。所謂偶極半波天線，可以是任何一條電線或金屬棒，其長度等於所要接收的電台之波長的一半，在電線或金屬棒的中間則被斷開，以便用電線與收音機連接（見圖 16—4）。這兩截的天線就被稱爲偶極子。茲舉個例子來説明，香港中文調頻廣播電台的頻率是 94MHz，其波長就是 $\lambda = \dfrac{300}{f(MHz)} = 3.19$ 公尺。故一條共諧於這頻率的偶極天線，其長度就是這數字的一半，即約爲 1.6 公尺；由於偶極子是在中間斷開，故每截

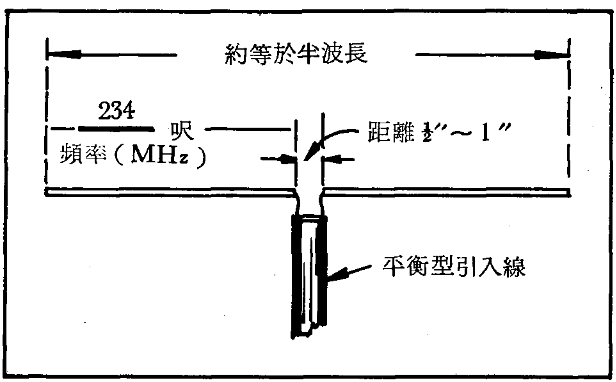


圖16—4　偶極子

的長度是等於四分一波長，或即 0.8 公尺。

一般偶極子要得到最佳的共諧，其正確長度應該實際是半波長的 0.95 倍（因電波在導線中傳遞較在空氣時爲慢）。因此，在正確計算一條共諧偶極半波天線的長度時，需要作一列的運算步驟：

將頻率除以 300，即爲該電台之波長。

2.54 公分（cm）等於 1 吋。

30.48 公分等於 1 呎。

1 公尺等於 39.37 吋。

將半波長乘以 0.95，即爲偶極子之實際長度。

綜合上述各點，可以得到一個簡便的計算公式，即：將 234 除以電台頻率（MHz），即得到每截偶極子的實際長度（呎）。一條共諧於 94MHz 的偶極天線，每截長度應是 2.49 呎，或 2 呎 6 吋。

16·3 特性阻抗

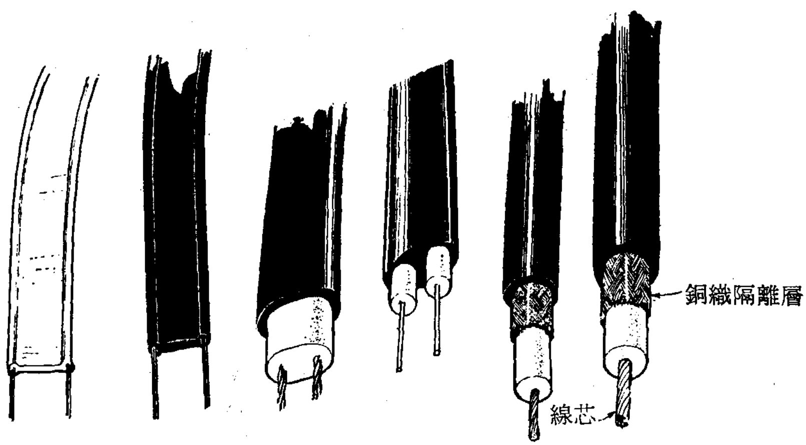
在設計一條偶極子天線時，除了要使之與所接收的電台之波長共諧外，還要注意到它的阻抗特性問題。偶極子既然基本上是一調諧電路，它對諧振的頻率自然存在着一定的阻抗，這個阻抗就是稱爲偶極子的特性阻抗。同時，天線既是用以檢拾空中電台的訊號的，它就可以看成是一個提供電台訊號的訊號源，而收音機天線線圈的初級及連接天線與收音機的天線引入線就可以看成是天線的負荷；要訊號作最有效的輸送，訊號源與負荷之間的阻抗就要適當地匹配。關於天線阻抗匹配這一問題是非常複雜的，如果要更深入一點來討論，天線的特性阻抗還受到天線離地面高度、與其他金屬物的接近情形等因素影響，但這些都不是這一章所要述及的問題。

要比較簡單地説明天線、引入線及收音機這三者的阻抗匹配，不妨

先由收音機內之天線線圈的初級繞組，這個作爲天線訊號的負荷說起。

調頻收音機天線線圈的初級一般衹有幾圈，如果它是要作高電壓而低電流的訊號能量的接收的話，根據歐姆定律的電阻公式，這個線圈可以稱爲是一個高阻抗的繞組。如果初級圈數較少，而是用作低電壓大電流的訊號能量接收的，這個就是低阻抗繞組。這一點與普通收音機線圈的阻抗概念並無不同。

關於引入線方面，情形也相同。引入線一般亦稱爲傳輸線或饋電線，圖 16—5 所示，就是幾種最普通的超短波用天線引入線。



300Ω平衡型　　240Ω平衡型　　75Ω同軸隔離型

圖16—5

具有較高特性阻抗的引入線可以更好地傳送高電壓低電流的訊號；而設計用作傳送低電壓大電流訊號的，則其特性阻抗較低。引入線的特性阻抗主要決定於所用銅線的粗幼、兩銅線間的距離及所用絕緣物質的材料等。一般市面上出售的天線引入線，最普通的分有 75Ω 、240Ω 及

300Ω 三種；75Ω 一種爲同軸隔離型，而 240Ω 及 300 則爲平衡型。

成品高頻頭的天線輸入，大多數是用以配合 300Ω 平衡型的引入線；但有些是備有中心抽頭，以便與 75Ω 同軸隔離引入線連接的。引入線與收音機輸入端的阻抗匹配之後，最後一環就是天線與引入線的配合。由於天線引入線的阻抗數值祇有幾種，而天線本身又每每受到種種外在條件的影響會變化其特性阻抗，故在實際應用上，天線與引入線是容許有一定程度上的不匹配的，這一點下面將會較詳細談到。

一條偶極天線當處在其共諧頻率時，在它上面就有高頻電流流通，而兩端則出現有高頻電壓，其情形正與調諧電路處在其諧振頻率時相同。由圖 16—6 可以看到，在偶極子的兩端，高頻電壓最大但電流最

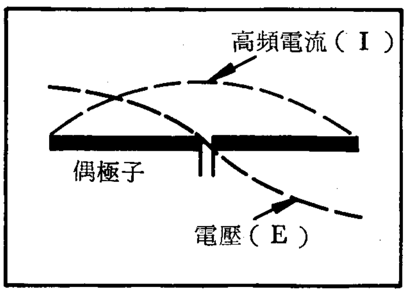


圖16—6

小，而在偶極子正中，則電壓最低電流最大。因此，換作阻抗的術語來說，就是偶極子的兩端阻抗最高，正中的阻抗則最小。一條簡單的共諧偶極天線，如果在兩截偶極子中間斷開之地方處將高頻訊號引出，即如圖 16—4 的情形，在這兩點處的特性阻抗就是 72Ω；但若在偶極子的兩端將天線訊號引出，特性阻抗就高達 3000Ω。

上面所述的，祇是一條簡單偶極子天線的阻抗分佈情形，如果將偶

極子造成其他的樣子，其特性阻抗也就與上述的不同。例如將偶極子摺合成圖 16—7 的形式，兩端屈摺點的距離仍保持爲半波長；這時，天線

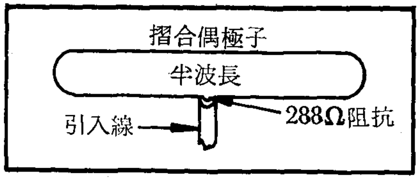


圖16—7

上的電壓分佈情形雖然與簡單偶極子的仍保持一樣（因兩者均爲半波長），但電流却被摺合偶極子的上下兩半所均分。既然電壓不變而電流減半，天線上各點的阻抗自然較前增加。如果在摺合偶極子的中點將訊號引出，其特性阻抗就是簡單偶極子時的四倍即 288Ω；這一點可以從 $W=I^2R$ 這一公式來證明。因爲分佈在簡單偶極子或摺合偶極子的總電壓與電流均相等，故即在兩種偶極子所得到的高頻功率 W 均相同，在摺合偶極子各處的電流 (I) 分佈既然較簡單偶極子的減半，要維持同樣的功率，阻抗(R)自然要增加四倍。推而廣之，若將摺合偶極的兩個屈摺點用一條等於半波長的金屬棒連起來，就成爲一條三重摺式偶極子，由於這時高頻電流被三等分，故在中間處的特性阻抗是簡單偶極子的九倍，即 648Ω。

16・4 天線的方向性

在架設中波或短波天線時，也常要留意到天線方向性的問題，以便得到最强的接收訊號。無論 T 型、L 型或倒 L 型等天線，其方向性都是

要求將天線的水平部份橫置於電台訊號來源的方向。

在超短波的偶極天線中，其方向性的情形亦相同。如果在紙上繪一亞拉伯數字的8，將偶極天線放在這數字兩圓瓣的相交點，並與兩圓瓣成90°，即如圖16—8所示。這個8字就是偶極子天線的方向性圖，圓

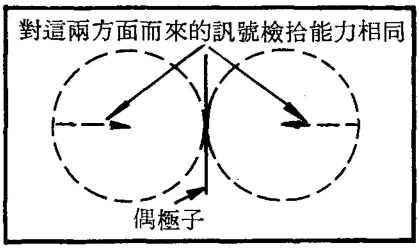


圖16—8

瓣所包括的範圍，就是偶極天線對訊號最靈敏的方向；來自偶極子兩側的訊號，天線的檢拾能力就較弱。由於偶極天線方向性圖的兩個圓瓣是同樣大小的，即是說，偶極子對來自正前方或正後方訊號的檢拾能力都是相等的。

在調頻廣播的接收中，由於要求盡可能有較高的訊號强度而較少的噪聲干擾；因此，超短波天線一般都是將其方向性角度縮狹，使其祇對一個方向的訊號具有最高的檢拾能力，而對來自其他方向的不需要訊號或干擾等，則不起反應。

要改善偶極天線的方向性，一般是在偶極子的前面及後面加上一條或多條稱爲無源單元（Passive element）的金屬棒（圖16—9），其作用是要將偶極子對來自不需要訊號方向的檢拾能力減至最低，對需要訊號方向之檢拾能力則盡量提高。加在偶極子後方的無源單元是稱爲反射器，加在前方的則叫作導波器。反射器的長度一般是較偶極子長百分五

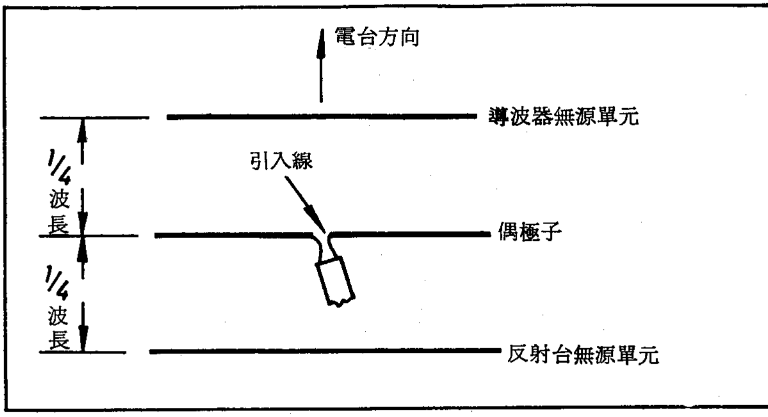


圖16—9

左右，故實際上就是正確等於所要接收頻率的半波長，在計算時可以用492來除以電台頻率兆周數（MHz），即得到實際的長度。加有反射器的偶極天線，由於反射器阻擋了來自天線後方的訊號，故亦即破壞了原來偶極子後方的圓瓣方向性圖，使這圓瓣範圍大大縮小。

加有反射器的偶極子，雖然減弱了來自後方的方向性及對前面方向的靈敏度輕微提高，但如果要更進一步將天線前方的靈敏度增強，還可以在偶極子的前面加上一條或多條的導波器，導波器越多，靈敏度增加越高。導波器的長度一般較偶極子短百分五，若用444來除以電台頻率的兆周數，就得到實際的長度。同時加有反射器及導波器的偶極天線也稱爲八木（Yagi）天線，圖16—10所示，就是八木天線的方向性圖。衹用一根無源單元的偶極天線，通常是將這根單元作成反射器。由於反射器的作用是比較消極的，反射器衹需要一根就可以，超過一根以上的反射器，其加强的效果不大。反射器及導波器與偶極子的距離或各導波器間之距離普通是在八分一至四分一波長範圍內，而最普遍的，是採用四

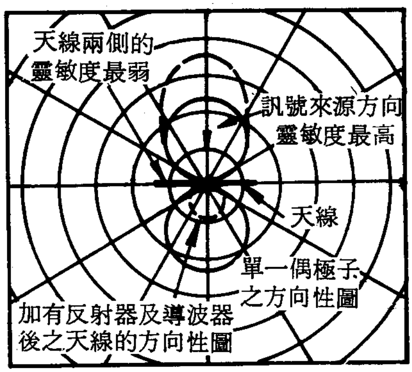


圖16—10

分一波長的距離。

反射器及導波器的加入，使偶極子的特性阻抗起了急劇的變化；而且隨着加入的單元越多，在偶極子中心點處的特性阻抗下降越大。以加入一根的反射器或導波器的偶極子天線來說，原來爲 72Ω 的阻抗會降低至祇有 50 左右；導波器的數目再增多，還可能會跌至祇有 20Ω 左右。普遍來說，具有一個反射器及一根或兩根導波器的三、四單元偶極子天線，其中心的特性阻抗數字一般是：簡單偶極子的爲 35Ω，摺合偶極子的爲 150Ω，即較原來降低了一半。這些天線阻抗數字，要找阻抗完全相同的引入線來匹配就有點困難。但在實際安裝上，天線與引入線阻抗如果有相差達 2：1 的不匹配情形，造成的訊號傳送損失還不會太嚴重。因此，加有反射器及導波器後的簡單偶極子一般仍是沿用 75Ω 的引入線，而摺合偶極子則可依原來用 300Ω 的或改用較接近的 240Ω 引入線。

16·5 天線的極性

如果對廣播電台所發送的無線電波來進行分析，就可以知道無線電波包括着兩個互相垂直的電磁場及靜電場。一般分別無線電波的極性，是以它的靜電場與地面所成的角度來表示。靜電場與地面成垂直的無線電波是稱爲垂直電波，若靜電場與地面平行，則稱爲平行電波。這種電波的垂直或平行極性，主要決定於發射台天線的放置情形。一般來說，與地面成平行的發射天線，所送出的是平行電波，而直立裝置的發射天線，則送出垂直電波。

要天線最有效地檢拾到發射台所送出的電波，收音天線就應與發射天線作相同的安放方法。接收水平電波的偶極子，要與地面作平行的安放；接收垂直電波的偶極子，則要與地面成垂直。一般各地的調頻廣播電台之發射天線皆作水平的裝置以送出水平電波的，故專用作接收調頻廣播的天線，其正確安裝方法是與地面平行。

最後有一點還要一提的，就是天線接收的頻寬問題。在前面所述及的關於偶極子正確長度及特性阻抗，都是指在共諧頻率時的情形。一條設計共諧於 94MHz 的天線，當然也可以用來接收 91MHz 或 96MHz 頻率的電台，由於天線一般都有一定的頻寬，用來接收與共諧頻率接近的電台，雖然有數兆周的差異，但分別的效果是很微的。以普通的簡單偶極天線來說，一般都有 10MHz 左右或以上的頻寬，故在計算一條可以接收整個超短波段內的各個電台之偶極子長度時，可以用調頻廣播段內的一個中心頻率來作設計的共諧頻率；這樣，這條天線就可以接收整個調頻廣播段內的各電台，而得到均勻的效果。如果本地祇有一個或兩個調頻電台的，也可以將所要接收的電台的頻率定爲共諧頻率；例如，香港祇有 91MHz 及 94MHz 兩個調頻廣播電台，天線的共諧頻率就可以定

爲 92MHz 或 93MHz，這樣，它對兩電台的訊號就有同樣的檢拾能力。

此外，摺合偶極子天線的頻寬也較簡單偶極天線的爲大。隨着摺合偶極子上下間之分隔距離越闊，頻寬越廣。因爲調頻廣播段之範圍不過祇有 20MHz，故天線的頻寬是無須太闊的，一般是使上下分隔有 2—3 吋左右。任何加有無源單元的天線，其頻寬必定較單一偶 極 子 時 的爲狹。

第十七章　超短波天線的架設

調頻收音機所用的超短波天線，可以由最簡單的，用兩條截成長度等於四分一波長的電線，以至架設於高空的複雜多單元天線；在電台訊號越强的地方，天線可以越簡單。一般在距離調頻廣播發射台五哩以內的地區，或與發射台成直線視在距離的地區，祇需要室內天線或最簡單的室外天線，即可得到極良好的訊號。但由於地區的不同，收音的地方與發射台可能相隔極遠的距離，或其間受到山巒與建築物所阻隔，如要保持良好的收音情況，就非有較完善的室外天線不可。

一般超短波調頻廣播電台的發射功率總較中波段的廣播電台大得很多，目的是要使調頻廣播所及的範圍可以與中波段的相同。香港電台的中波段廣播，發射功率是 2 KW，但它的超短波段調頻廣播的功率却高達 50KW；因此，如果天線架設良好，整個港島、九龍及新界地區應該都可以非常滿意地收音。

超短波天線無論怎樣簡單，總不能如中波段的收音機一樣隨便接上一條任意長度的電線，但如果將這條作爲天線的電線之長度截成相當於所要接收的電台的四分一波長，由於在共諧的情況下，訊號就會大大加强。無論室內或室外天線，在安裝時都要注意其方向性，使其檢拾訊號能力最强的一面，向着調頻廣播發射台所在的方向。圖 17—1 是一張包括整個港島地區的地形輪廓圖，用意是要表示香港調頻廣播發射台所在的歌賦山所處之方向，架設天線時就可以作爲參考。在實際安裝時，最

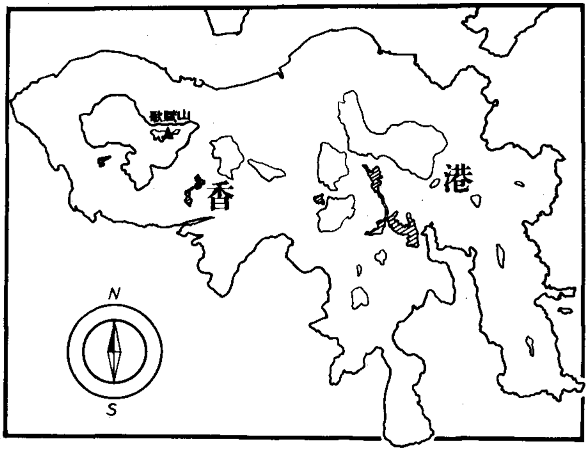


圖17—1

好再將角度略爲旋動一下，至收音機所發出之音量最響，然後將天線作最後的固定。

爲了適應讀者不同的收音環境及不同的需要，下面依次舉出幾種室外及室內天線的製作方法，可以作爲參考。

17·1　最簡單的偶極天線

一條最基本的偶極天線，最主要部份是作爲兩截偶極子的兩根金屬棒，金屬棒可以用空心的外徑約有 1/4″ 的圓管，質料方面可以是銅或鋁質的，前者的價格較貴，但與引入線作連接時的銲接就比較容易。上述這些空心圓管可以在五金店中購到，一般是稱爲銅圓通或鋁圓通。當然，作爲偶極子的這兩根金屬棒是沒有必要用圓形的，幾乎任何外形的都可以，例如方形或扁條形等，祇要是容易現成購到的鋁質的金屬棒，

可以適用的現成材料有很多，如鋁條、鋁坑、鋁方通等。

有了作爲偶極子的金屬棒，還要設法將這兩根金屬棒固定起來，並且互成直線在中間的地方使兩根金屬棒作一定距離的分隔開，以便可以分別與兩根引入線相連。爲了易於製造起見，這裏介紹用一厚爲半吋或5/8″的夾板或木塊裁成T形，作爲兩金屬棒的支座及絶緣。爲了在安放於室外時可以更好地防潮起見，這T形木座的表面可以髹上任何的漆油或透明力架油。

T形木座的直條長3吋，横條爲4吋，闊度均爲7/8吋，其尺寸可參考圖17—2。木座的直條是用來固定於天線桿上的，因此其闊度最好

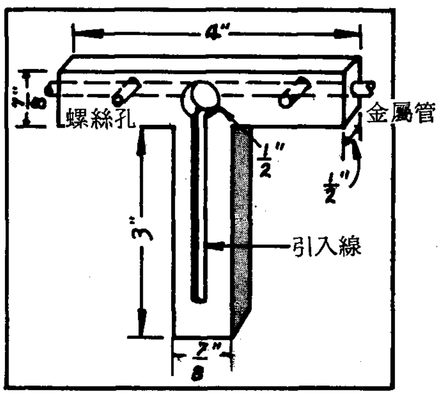


圖17—2

與天線桿配合。作爲天線桿的，可以用購自木料店的1吋木方，其長度約達10呎，故高度方面已合乎理想。1吋木方經過鉋削後，闊度約爲7/8吋，剛好與木座的直條脗合。如果希望將天線裝得更高，以取得更佳效果的，可以自五金店購一條外徑有3/4吋～1吋的水喉鐵管，這樣就可以有更長的高度，並且也較木方穩固得多。

木座橫條的兩臂是橫貫鑽上一 1/4 吋直徑的圓孔，這圓孔是用來插入兩根外徑爲 1/4 吋的金屬圓管的，這兩金屬管就是天線的偶極子。在橫條兩臂的中點，開一個直徑有半吋的圓孔，並使穿在橫臂的兩根金屬管可以在這正中的大圓孔容露出一小截。這露出於大圓孔的部份就是用來與引入線連接的地方。爲了使讀者便於仿製起見，下面將實際的製作步驟詳細地說明一下。

在一塊半吋厚的木板或夾板上劃下 T 形木座的外形，並依樣用鋸子將之鋸出。在 T 形木座橫條的正中處，鑽一圓孔，並用圓銼或其他擴孔器具將圓孔擴大至有半吋的直徑，這圓孔必須在正中的位置不能偏向任一側，否則會使木座在這一地方變得脆弱，同時，穿入橫臂的兩金屬管也難於正中地從這大圓孔露出。然後用鉛筆在木座橫條劃一條中線，並使這中線正中地橫過半吋圓孔。將木座固定於虎台鉗上，如果沒有虎台鉗的，也可以由另一人將之固定於桌面上。分別在兩橫臂橫截面的正中點鑽一 1/4 吋之圓孔，這圓孔要直貫通過橫臂並在半吋圓孔處穿出；爲了使這深長的圓孔可以保持筆直起見，可以用木座橫條上的鉛筆中線作基準。若這兩深長的圓孔稍有偏歪，在穿入偶極子的金屬管後，兩金屬管就可能不成一條直線。而是略成爲一鈍角。這樣對於天線的效果雖然沒有影響，但總變成不很美觀。

橫臂的側面有了兩個深長的圓槽後，就可以將作爲偶極子的兩金屬管由此處穿入，兩金屬管均在半吋圓孔內露出少許，引入線就在這半吋圓孔內與兩金屬管進行銲接。如果金屬管是鋁質的，引入線就不能直接銲於鋁管上。這時，可以在鋁管的末端旋上一小銅螺絲，或自紋螺絲，引入線就銲於這枚銅螺絲上。

穿入於橫臂的金屬管本來已經相當穩固，但爲了防止因移動以致脫落或兩金屬管向內移動而互相觸及，因此有必要作進一步的固定。固定的方法是分別在兩橫臂鑽一 1/8 吋的圓孔，這圓孔要同時透過橫臂與在

橫臂内的金屬管。在這小圓孔穿入一同樣直徑的機器螺絲，並用絲帽固定，金屬管就被固定於橫臂內。

至此爲止，這個偶極天線已經製作完成，可以將之安裝於天線桿上。在固定於木方上時，木座横條的頂端要與木方的末端齊平，這樣木座上的半吋圓孔就可以被木方擋閉着。圓孔露於木座的另一面，可以釘上或黏上一塊薄的木片或金屬片（參考圖 17—3 的方法）。這樣將半吋圓孔封閉後，引入線的銲接點就不會因爲日久露於空中而被雨水或塵埃腐蝕。如果更講究一些，還可以在木座上，金屬片遮蓋的地方挖一凹坑，讓引入線伸出。木座的直條與木方固定，是用兩枚螺絲旋緊，更佳

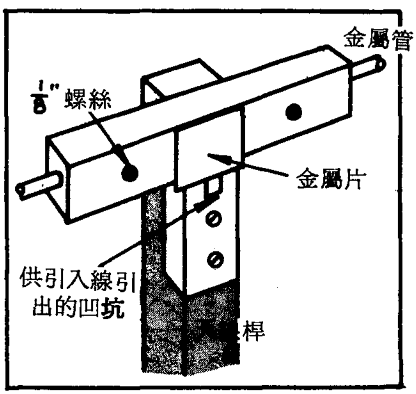


圖17—3

的方法是先將木座與木方用木膠黏固，然後才旋上螺絲。整項工作完成後，可以將整個木座掃上一層透明力架油以防潮濕。

T 形木座如果不從整塊的厚木塊裁出，也可以由兩條木方來構成，横條與直條的接口處可以用木膠來黏牢。如果認爲在橫臂上鑽一條長 2 吋的圓孔難於保持筆直，也可以用變通的方法，即用兩塊較薄的 T 型

木板來合成整個木座，在每塊T形木板一面的橫臂中線位置上，挖一深1/8吋左右的凹溝，這凹溝就是用來容納金屬管的。在兩塊T形板的正中也同樣開一半吋圓孔，最後將兩金屬管放於凹溝的位置上，並將兩塊木板黏合起來，就成爲一個裝有偶極子的木座。

17・2 兩單元偶極天線

兩單元的偶極天線即是將上面的簡單偶極天線，在後方增加一條金屬管作反射器。爲要使反射器與偶極子在一定距離固定起來，天線就要增加一條橫桿；橫桿的一端固定着裝有偶極子的T形木座，另一端則裝上一金屬管作反射器，其情形可參看圖17—4。橫桿可以是一條與天線桿相同的1吋木方。

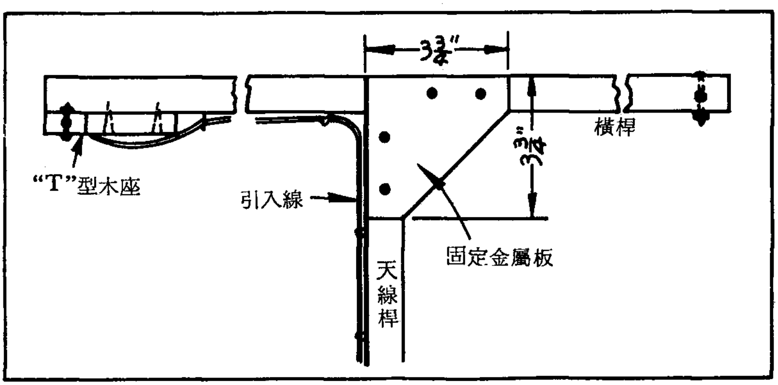


圖17—4

反射器金屬管直接固定於橫桿的一端，其方法是：在橫桿末端的側面鑽一1/4吋圓孔，將橫桿的兩側貫穿，在這圓孔穿入作爲反射器的金

屬管；在橫桿的頂面，穿有反射器金屬管處鑽一1/8吋圓孔，使這小圓孔同時貫穿橫桿與金屬管，用一1/8吋直徑的機器螺絲穿過這小孔並加上絲帽，就可以將反射器金屬管固定在橫桿上。

將偶極子與反射器固定於橫桿的一定距離後，下一步工作就是要將橫桿裝於天線桿上，並與天線桿互成90°，即使天線作水平的放置。將橫桿固定於天線桿頂的方法，可以用兩塊如圖17—4所示的外形的固定金屬板，用螺絲將固定金屬板分別旋牢於橫桿及天線桿的兩側。爲了更進一步穩固起見，橫桿的中點與天線桿的頂面還可以用一枚長木螺絲旋緊。與偶極子連接的引入線可以用騎釘沿着橫桿的底邊固定，最後並引至天線桿上。

17·3 三單元偶極天線

三單元偶極天線即是將上面的兩單元偶極天線增加一導波器，因此其結構也完全一樣，不過，所用的橫桿就要加長，以便容納多一根無源單元的距離。

三單元偶極天線的結構如圖17—5所示。反射器與導波器分別固定

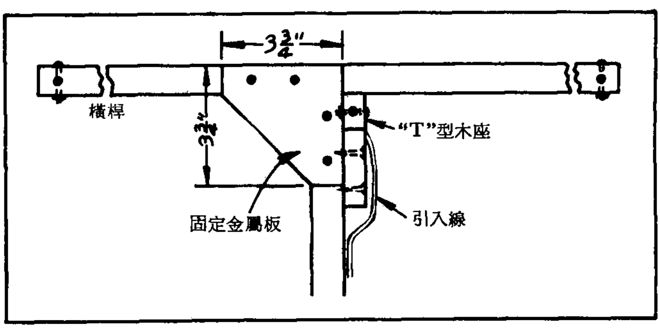


圖17—5

於橫桿的兩端，其固定方法與上節所述的相同；裝有偶極子的 T 形木座則固定在橫桿正中的天線桿上。爲了使偶極子與其他兩單元盡量成一直線，木座應緊貼於橫桿下，不可移離太遠。由圖 17—6 可以看到橫桿

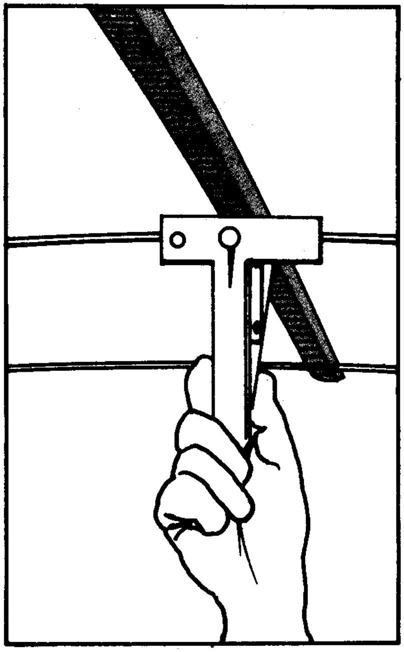


圖17—6

與 T 形木座的安裝方法；如圖所示，是用一小段的木方來代替天線桿，同時，遮閉大圓孔的金屬片及引入線亦被移去，以便可以更清楚地看到它的結構。整個三單元偶極子天線的外形可以參看圖 17—7。

上述三種偶極子的尺寸，可以按照所需接收的頻率去設計。尺寸上

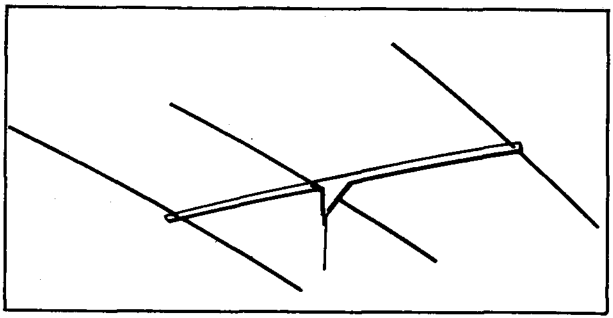


圖17—7

的量度一般無須絶對準確，普通可以容許有半吋左右的誤差。如果希望天線可以接收整個調頻廣播波段的，可按下面列出的各單元的尺寸；偶極子 60 吋（每截 30 吋）；導波器 52 吋；反射器 64 吋；偶極子與反射器距離 32 吋；偶極子與導波器距離 19 吋。兩截偶極子內端的距離並沒有嚴格規定，大約有 1/4 吋左右已經可以。

一條供全波段用的天線，偶極子一般是設計在波段的中心頻率上，這一點是不會有困難的；但對於無源單元的尺寸就要比較注意，否則，反射器在長於偶極子時，可能使在接收頻段內的最低頻率時，反射器成爲導波器，而在較高頻率時，導波器則成爲反射器，即完全改變了天線的方向性，並且破壞了原來校正的最靈敏方向。

偶極子與反射器的距離一般爲共諧頻率的四分一波長，即等於偶極子的一半長度。但偶極子與導波器的距離可以自四分一波長至八分一波長範圍內改變，距離越近則靈敏度的加强越大，但這樣會更嚴重地影響到偶極子的中心點特性阻抗變化。以上面所列的尺寸的三單元偶極天線來說，其中心點的特性阻抗大約是 50Ω 左右，因此需要用 75Ω 的引入線來配合。

17・4 四單元摺合偶極天線

在一些距離調頻廣播發射台較僻遠的地方，而其間又受到重重山巒的阻隔，就是採用上述的三單元偶極天線，可能也會感到靈敏度不足。要進一步增强偶極天線的靈敏度，當然是加上更多的導波器，但這樣一來將會造成兩項問題：其一，是增加更多的導波器後，天線的體積與重量均隨着增加，於是就要考慮到整個天線結構的機械性能否承受高空風力的搖動；其二，是增加的導波器越多，天線的有效頻寬就越狹，這樣若要用同一天線接收多個的調頻廣播電台，偶極子就不得不採用到具有較闊頻寬的摺合偶極子。

這裏所介紹的一具四單元摺合偶極天線，就是遵循着上述的原則而設計，它的外形及一般結構可見於圖 17—8。爲求結構堅固起見，整個天線的各部份均由鋁管構成，由於鋁質較輕，故大大減低了天線的重

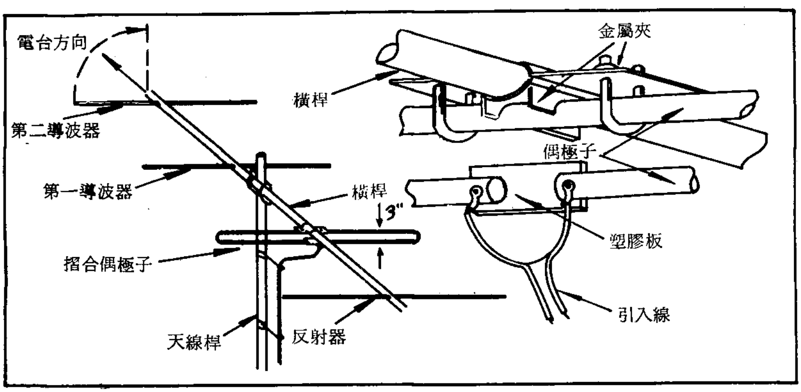


圖17—8

量。導波器、偶極子及反射器所用的鋁管，其外徑自 1/4 吋至 3/4 吋的都可以，横桿的鋁管，外徑最小要有上述的兩倍。

需要特别一提的，是偶極子鋁管的彎折方法，因爲鋁管較脆軟，無需工具已經可以將之拗曲，但在操作時要注意鋁管彎曲處保持圓管狀，避免鋁管變成塌陷；如果在屈曲時先在鋁管裝滿幼坭沙，就可以保持整個摺合偶極子的圓管狀（這些幼沙在偶極子屈成後要將之卸出）。摺合偶極子的兩邊上下分隔，可以在 2～3 寸左右；因此，作偶極子的鋁管之實際長度應該是計算出之偶極子的長度的兩倍，再加上兩邊分隔距離的兩倍。

各單元在横桿上之距離爲五分一波長，這樣一方面使天線的靈敏度作一定程度的提高，但又同時不會使偶極子的特性阻抗過份下降。這條四單元的摺合偶極天線，其中點處引出之阻抗約在 150Ω 左右，因此可以用 300Ω 或 240Ω 的引入線來配合。第一導波器較偶極子短百分五，而第二導波器則較第一導波器短半吋。

導波器及反射器固定在横桿上的方法可以如上文第 17—2 節般，即鑽一圓孔貫穿横桿的兩側，將導波器或反射器的鋁管穿入這圓孔上，再鑽一孔貫穿横桿與鋁管，然後用機器螺絲穿過這圓孔，將鋁管固定於横桿上。摺合偶極子固定在横桿上的方法，可以用一個金屬夾來將兩者固合起來，這個金屬夾與用來將横桿固定於天線桿上的一種完全一樣，不過尺寸較小而已。金屬夾的結構已詳示於圖 17—8，所用的材料可以是鋁片或任何非鐵質的金屬片。偶極子的固定處，應保持在中點上。偶極子中間斷開的兩端，距離大約一吋左右，在這兩端的地方可以裝上一塊塑膠板，用機器螺絲將這兩端與塑膠板固定起來，並且分别在每枚固定螺絲加入一塊銲片，作爲引入線的銲接點。

如果原來已經架設有電視天線的，這具超短波天線可以直接固定於電視天線所用的天線桿上，但它與電視天線必須保持有一定的距離，以

免產生相互的干擾。300Ω 的引入線一般都是平衡型的，外面沒有金屬隔離層，因此這種引入線最好避免貼近金屬物體或牆壁。如果天線桿是水喉鐵管等的金屬管，引入線就應與之保持一定的距離，市面上有專用作固定引入線用的固定夾，這種夾子一般是用塑膠造成，圖 17—9 照片

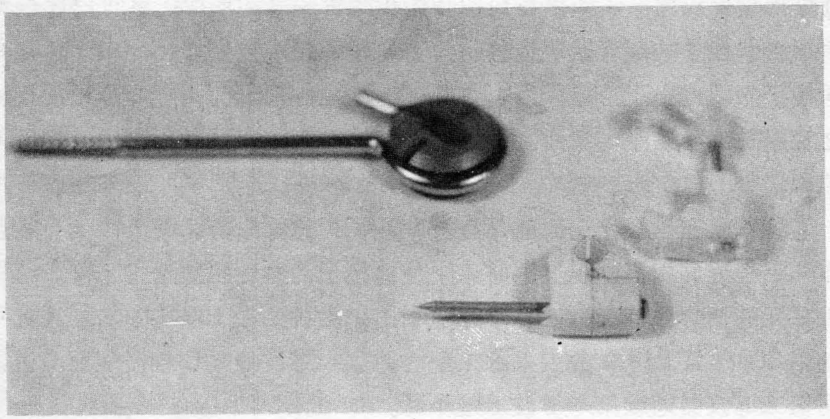


圖17—9　引入線的固定夾

所示的就是最普遍的兩種。具有長螺絲柄的一種，最適宜用於金屬物體上，因爲它的長柄可以使引入線與金屬物保持較大的距離；螺絲柄旋緊於金屬物上固定，圓形部份則讓引入線穿過。照片上所示的另一種，則較宜用於牆壁上，它是分成兩部份可以拆開來，當兩部份合在一起時，中間地方就可以容納引入線穿過；上面備有一枚釘子，可以將之直接釘於牆壁上。這種固定夾爲白色，而且外形不大，可以裝於廳房的牆壁上而不礙觀瞻。

天線在作最後固定前，先要校正訊號最强的方向；如果收音機是可以挪移至天線附近的，校正的手續就非常簡單，衹要慢慢轉動天線的方

向，至收音機的音響最大爲止。若收音機距離天線相當遠，校正方向時就需要兩個人來完成，一個負責轉動天線，另一個則負責聽取收音機音量的變化。

17・5 室內天線

最簡單的超短波室內天線可以如圖 17—10 般，用兩條普通的電燈花線絞合而成，這條簡單天線可以藏於地氈下或桌櫃的後面。

比較考究一點的，可以用 300Ω 的引入線依圖 17—11 的樣子造成

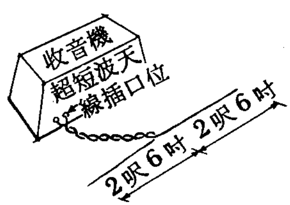


圖17—10 簡單天線

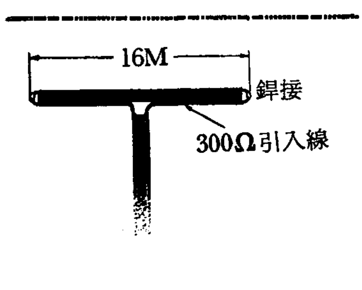


圖17—11 最簡單的接收天線

一條最簡單的摺合偶極天線，這天線可以用圖釘固定於門框上或其他不顯著的地方。這兩種最簡單的室內天線，祇能在接近調頻發射台附近的地方使用。如果收音機離發射台相當遠，而又由於居住環境的限制，不容許架設室外天線，就祇好裝置一些高靈敏度的室內天線。這種天線的外形必然比較複雜，因此就不可能如簡單的天線般被隱閉起來。這樣，天線裝於廳房內就要同時具有裝飾的作用。下面所介紹的天花板型天線及葫蘆形天線都具有這種效果。

這條天花板型天線實際上是一六單元的摺合偶極天線，不過因爲不用天線桿，故可以用來固定於天花板上。它的外形結構如圖 17—12 所示，中心的橫桿 (3) 是一條 3/4 吋外徑的鋁管；橫桿的兩端是兩塊厚木

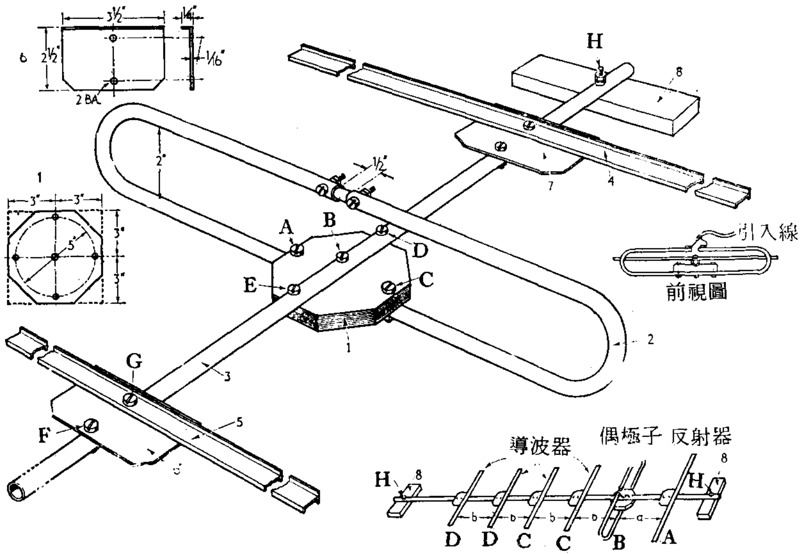


圖17—12

板(8)，它利用螺絲H與橫桿鋁管相連，整個天線結構就藉這兩塊厚木板固定於天花板上。偶極子(2)是利用A、B、C三枚螺絲固定於一塊用厚半吋夾板造成的八角形木座(1)；而橫桿亦由B、D、E三枚螺絲固定於木座上，木座的外面應掃以一層力架油以防潮。偶極子的製作方法與上節所述的相同；偶極子中間的兩端分開處，是插入一條長3吋直徑等於偶極子鋁管內徑的圓木條，由兩枚螺絲將鋁管與木條固定，並令偶極子兩端相距1/2吋，這兩枚螺絲亦作爲與引入線連接的地方。如果認爲用圓鋁管作摺合偶極子操作上比較困難，也可以改用扁形的鋁條來造，鋁條的闊度大的自5/8吋至1/2吋的都可適用，這種鋁條除了可在五金店購到外，一些專售鋁飾材料的店子也可以購到；鋁條在屈曲時自然較圓的鋁管容易得多，在鋁條的中間兩端分開處，可以如上節所述的用一塊塑膠板來固定。圖17—13的照片所示，是用鋁條屈曲成的摺合偶極子的一部份。

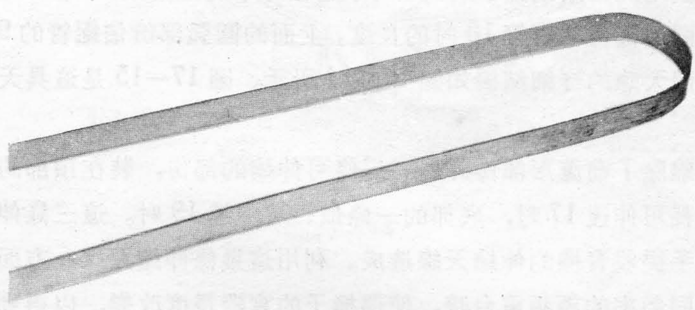


圖17—13　用鋁條屈曲成的摺合偶極子的一部份

再參考圖17—12，反射器(4)及導波器(5)是用一種稱爲工字形的裝飾鋁條裁成，鋁條的闊度有3/8吋左右就可以。爲了使工字形鋁條可

以更好地固定於横桿上，每根鋁條都附加上一塊摺成L形的鋁片(6,7)，鋁片由F及G兩枚螺絲固定於横桿上，而G這一枚螺絲則同時穿過鋁條、鋁片及横桿。當然，如果將這塊L形的鋁片略去，鋁條其實也可以很好地固定。

要注意最前端的兩枝導波器(D)是較其他兩導波器(C)短半吋的。反射器(A)與偶極子(B)的距離a是等於四分一波長加2吋。而偶極子與導波器及各導波器間的距離b，則是a的一半。

葫蘆形天線實際不過是一個簡單偶極子，而偶極子的一部份則彎折成葫蘆狀，故減短了偶極子的視在長度，由於外形比較新奇，故可以將之置於桌上或收音機頂作爲裝飾物。葫蘆形天線雖然祇是一個簡單的偶極子，但其靈敏度却較普通的偶極子高得多，在距離發射台較遠的地方，仍可以作爲室內天線使用。

天線的葫蘆形部份是由兩條外徑爲半吋，長$23\frac{1}{2}$吋之鋁管構成，鋁管的兩端用虎台鉗或鎚子將之弄平，並在弄平的地方鑽一3/16吋圓孔。下面的圓弧部份佔鋁管10吋的長度，上面的圓弧部份佔鋁管的$9\frac{1}{2}$吋長度。整個天線的詳細結構如圖17—14所示。圖17—15是這具天線的外形。

天線除了葫蘆形部份外還有三條可伸縮的部份，裝在頂部的兩條，每條最長可伸達17吋，底部的一條最長可伸達19吋。這三條伸縮部份可以用手提收音機的伸縮天線造成。利用這幾條伸縮天線一方面可以在收聽不同頻率的調頻電台時，使偶極子的實際長度改變，以得到最佳的共諧長度，另一方面，在不用時可以將伸縮天線縮短，於是減小了所佔的空間。在圖片中所示，三根向横伸出的部份並不是用伸縮天線，而是由1/2吋直徑的鋁管造成，兩者的效果是没有分別的，不過是不能活動而已。下面的一根伸縮天線，不過是要使在最低頻率時有較佳的效果；在一般使用上，將之略去效果也没有影響。

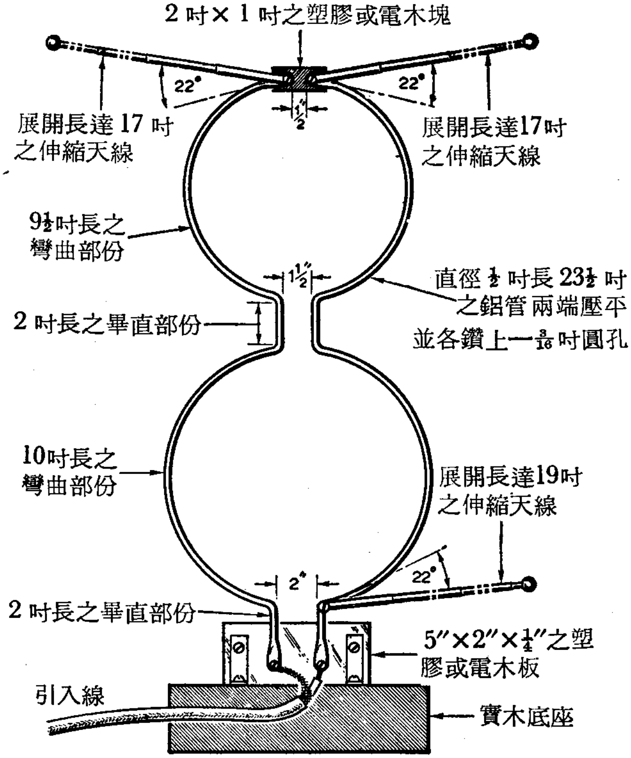


圖17—14

固定整具天線的底座，是一個長 9 吋，高及厚均爲 2 吋之實木或電木塊。它必須有一定的重量，以便各伸縮天線在展開至最大長度時，整座天線仍可以很穩固地安放而不容易翻倒。構成天線葫蘆形的兩根鋁管，其下端是藉兩枚螺絲固定在一塊 5 吋 × 2 吋 × 1/4 吋的塑膠板或電木板。這塊電木板再由四塊 L 形的金屬片固定在底座上。L 形金屬片如果購不到現成的，也可以自製，其方法如下：取四塊長達 3 吋的硬銅或

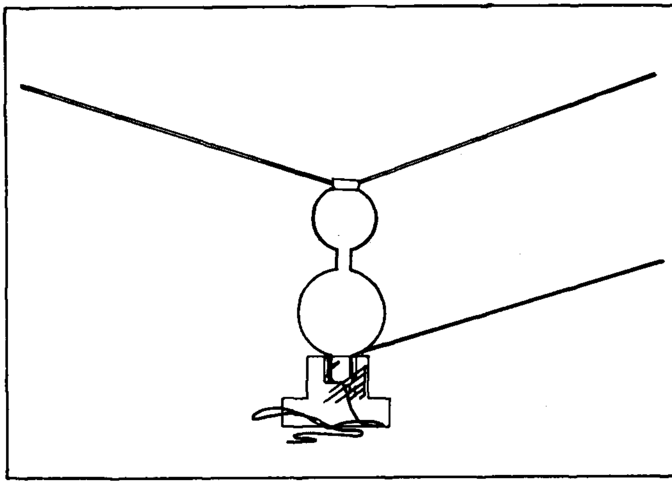


圖17—15

其他金屬片，厚度最少要有18 S.W.G.，闊度亦不能少於半吋，每金屬片各鑽四個螺絲孔，爲了使各金屬片上之螺絲孔位置一致，能够互相配合起見，可以利用第一塊之螺絲孔來劃取其他各塊之螺絲孔的位置。最後是將這些金屬片夾緊於虎台鉗上，屈摺成L形。

第十八章　脈冲數算檢波式收音機

在前面的十七章中，已經有系統地討論了超外差式調頻收音機的每一組成電路；不過，前面所討論的各種電路，是着眼於標準形式的超外差結構。從接收效率及收音的效果而言，標準形式的超外差接收方法是極之完美的，但從製作者的觀點來看，它至少存在着兩項最頭痛的問題：

（1）儀器設備必須齊全，因爲除了中放級外，無論採用任何一種鑑頻電路，例如西利鑑頻器、比率檢波器或正交鑑頻器等，都要求有嚴格的校準，否則，鑑頻器的效率就會低落及引起很大的失真，甚至會造成不穩定等。

（2）由於中頻頻率較高而又需求有很高的放大率，各中頻級如果處理不善就很容易會引起再生的情形，這就導致中頻響應曲線出現有不對稱而造成訊號失真。對每一有關電路作嚴密的校準可以避免這一點，但這當然又難免要動用到如示波器、擺頻訊號發生器等精密的儀器。

18・1　脈冲數算檢波器之優點

爲了迎合無須嚴密較準的要求，於是就出現了另一種與標準形式的超外差結構稍有不同的線路，這就是脈冲數算檢波（Pulse Counting Detector）的接收方法。

脈冲數算檢波接收所用的中放級，其頻率極低，祇有150KHz～200KHz左右，因此並没有線圈或電容器等需要校準，而脈冲數算檢波器根本上也是完全無需調整的，即是說，這種方法可以免除上述標準超外差式電路結構的兩項缺點。

脈冲數算檢波器還有一項最獨特的優點爲其他任何鑑頻器所没有的，就是它的失真率極低，祇有0.1%，而一個不平衡式比率檢波器之失真率却達4%。因爲這種形式的接收方法最初是專爲調頻廣播電台的發射監聽之用而設計的，因此就必須做到全無失真的效果。

脈冲數算檢波器的最大先天性缺點，是它的效率極低，需要有良好的輸入訊號才能有很低的輸出，因此祇能在電場强度不低於1mV/m的强訊號範圍内使用，這就是這種檢波器不爲廠製商品採用的原因，但在供業餘愛好者製作的線路中，這種檢波器却廣泛流行。

18・2　脈冲數算檢波器工作

脈冲數算檢波器的工作方法是湯馬士・羅担（Thomas Roddam）首先提出的，其後經M. G. 司洛治先生（M. G. Scroggie）加以具體化並將其實際線路發表，此種調頻收音機接收線路才廣見流行。

羅担氏及司洛治氏昔日所提出的線路今天看來雖然稍嫌落伍，但他們所提出的方法，却至今仍然盛行不衰，因爲脈冲數算檢波器不但易於仿製，而且無須校準也。

脈冲數算檢波器的最大特點是在檢波級以前的，必須是一個很低頻率的中頻，例如爲200KHz。爲要取得這樣低的中頻，可以有兩種的線路結構方法：

（1）將本機振盪頻率提高至與訊號頻率相差祇有200KHz。假定電台訊號頻率是90.2MHz，本機振盪頻率就要有90MHz，因爲兩頻率

之差與訊號頻所成之百分率很低，這就令本機振盪不能有效地採用普通自激式的振盪電路，而必須採用石英晶體控制的振盪器。羅担氏所先提出的脈冲數算式收音機就是採用這種結構，其方框圖如圖 18—1 所

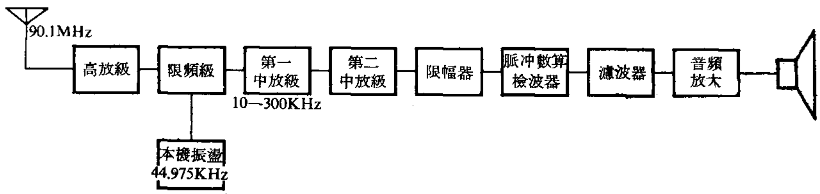


圖18—1　羅担氏(Roddam) 1948年提出的脈冲數算檢波接收機方框圖

示。

（2）採用雙重外差式的原理，將第一次變頻後的 10.7MHz 中頻再變頻爲 200KHz 的第二中頻，最後再行脈冲計算式檢波。這種方法見之於司洛治氏在 "Wireless World" 所提出的實際線路中。

在以後所盛行的按鈕式選台石英晶體振盪調頻收音機中，每每採用 (1) 的結構方法。

任何調頻式檢波器的作用，都是用以產生一個與輸入訊號的頻率成正比的輸出電壓，輸入頻率越高，輸出的電壓越大；因爲調頻訊號的頻率是與調制音頻的幅度成正比，這一點本書第一章內已有所述及。

假定有一個低頻率及一個高頻率的正弦波訊號（圖 18—2a）分別依次輸入至一隻普通的檢波器，在檢波器的輸出都是保持一定的，不會因輸入頻率高而有較高的檢波輸出電壓；因爲在高頻率的正弦波訊號中，正弦波的數目雖然增加了，但每一正弦波所佔的時間却相應減少了，而在低頻率的正弦波訊號中，正弦波的數目雖然較少，但每一正弦波所佔的時間却較長。換言之，無論是頻率較高的正弦波或頻率較低的

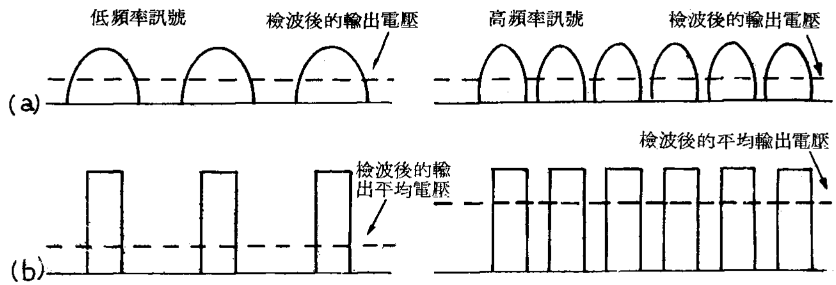


圖18—2　(a) 高頻率式低頻率正弦波檢波後的輸出電壓即相等
(b) 大小一定的脈冲波頻率越高檢波後的輸出電壓就越大

正弦波，它們每一波形所含的電量（伏特×秒）都是相等的。

但如果改變一種方法，將正弦波來產生大小一定的脈冲波（每一脈冲波的幅度及時間均相等），即無論正弦波的頻率是高或低，總之每一正弦波就能够產生一個大小一定的脈冲波（如圖 18—2b），將高頻率及低頻率的脈冲波輸入至普通檢波器檢波，頻率較高的脈冲波檢波後將可得到較高的輸出電壓，頻率較低的脈冲，檢波後所得的輸出電壓將較低。因爲每一脈冲波所擁有的電量（單位庫侖 Coulomb）都相等，脈冲波數目較多的訊號，其所含的電量也較高，於是檢波後的平均電壓就較大；反之，脈冲波數目較少的訊號，其所含的電量較低，檢波後的平均電壓就較小。

上面是用方形的脈冲波來説明，如果脈冲波是其他形狀（如三角波、鋸齒波等），祇要每一脈冲波形的大小一定，則檢波後的效果也如上述的一樣。

爲了要使正弦形式的調頻載波變爲脈冲方形波，在脈冲數算檢波器以前必須有一限幅器，以將正弦波進行削幅而成爲方形波。但這些方形脈冲波不是大小一定的，每一個脈冲波是隨着原來正弦波的持續時間而

加寬或減縮。脈冲數算檢波器的作用就是用來使每一方形脈冲波變爲大小一定的脈冲波，並且將之進行檢波。

圖 18—3 是脈冲數算檢波器的基本線路。限幅器將正弦波的調頻訊號變爲圖 18—4 V_1 的方形波調頻訊號，V_1 是經電容器 C 接在檢波器的 B 點上。在方形波的上昇時間，D_1 的陰極較屏極爲正，故此二極管截止，但 D_2 的屏極却較陰極爲正，故 D_2 立即導電，B 點上的電壓向 R 充電，A 點上電壓等於 B 點之電壓，即 V_2 等於 V_1。在方形波的下落時

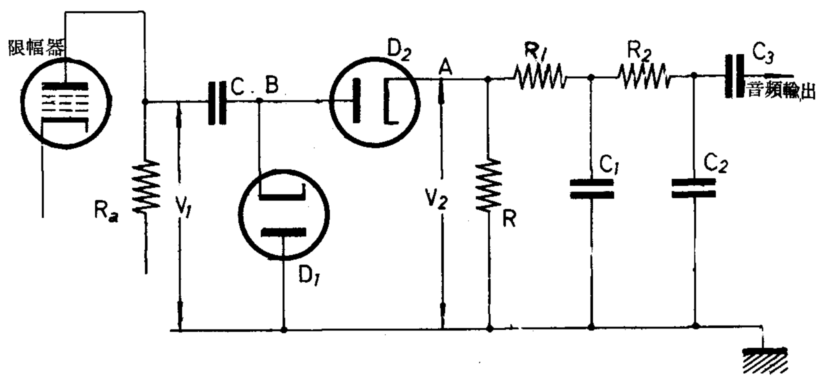


圖18—3　脈冲數算檢波器線路

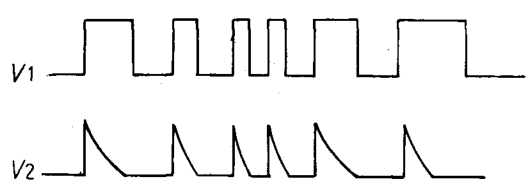


圖18—4　經過脈冲數算檢波器後大小不同的方形波脈冲改變爲大小一定的脈冲

間，情形剛好相反，D_1 導電而 D_2 截止，A 點電壓 V_2 向 R 放電，於是在 A 點形成一個脈冲波輸出。

有一點須要知道的，就是 D_2 的導電祇能在屏極電位高於陰極電位時進行。在方形波最初上升至最高值時，A 點上的電壓即已達到最高，二極管 D_2 之屏極及陰極之電位達於平衡，D_2 在半導電狀態，以後方形波繼續保持在最高值，D_2 仍然在半導電狀態，而在 A 點上之電壓則開始向 R 洩放。由此看來，線路中的 C 與 R 實在是構成一微分電路 (differentiating circuit)，電容器 C_1 向電阻 R 充電，然後 R 上的電位慢慢自行放電，而形成一個如圖 18—4 V_2 的脈冲波輸出。既然電阻 R祇在每一方形波的上升時間進行，以後即自行洩放，故無論方形波的持續時間爲何，在 A 點上所形成的脈冲波必是大小一定的。

輸入電壓 V_1 是受到音頻調制的調頻方形波，故在電阻 R 上的電壓平均值也就隨調制的訊號而起落，這就形成在電阻上有音頻電壓的輸出，但這音頻電壓是帶有 200KHz 的中頻成份的，這種近於超音頻的低中頻成份混在音頻內將會形成不必要的噪聲，因此有需要加入濾波電路來將這些低中頻成份除去。圖 18—3 中之 R_1、R_2 及 C_1、C_2 就是構成濾波的作用。

18・3 實際線路

討論過脈冲數算檢波器的工作方法後，下面再來介紹一個採用這種檢波器的調頻收音機實際線路，好使有興趣的讀者能够自行製作。

圖 18—5 是採用石英晶體振盪雙重超外差式調頻收音機的方框圖。

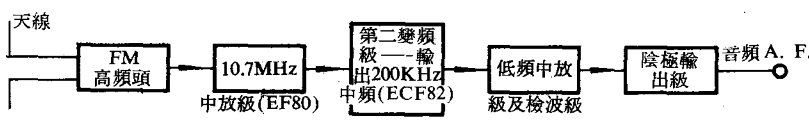


圖18—5 採用石英晶體振盪的雙重超外差式脈冲數算檢波收音機方框圖

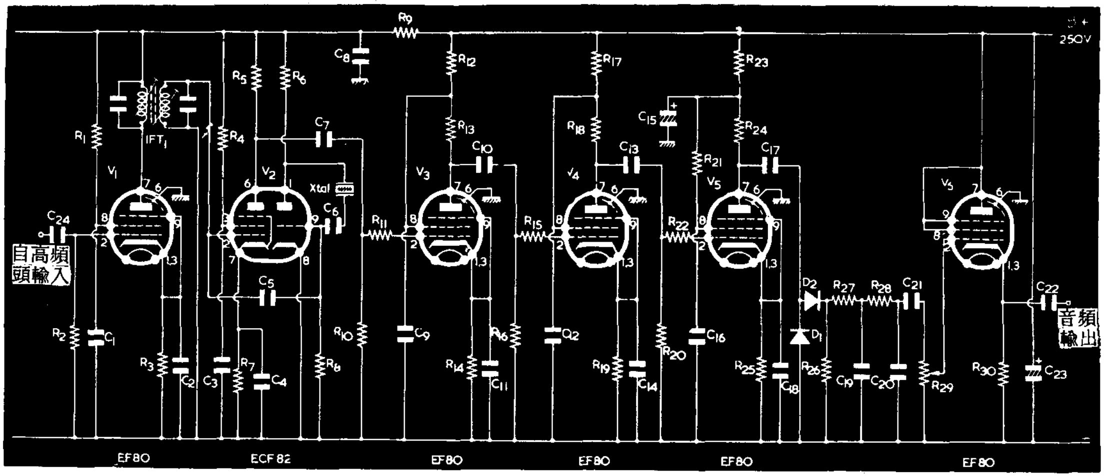


圖18—6　石英晶體振盪雙重超外差式脈冲數算檢波收音機線路

圖 18—6 則是實際線路。這線路的設計主要是依隨着 1956 年司洛治氏的結構，唯一改變的地方是用一只石英晶體振盪器來作爲第二本機振盪。爲了免於麻煩，方便業餘者自製起見，其前級部份是採用一只成品的高頻頭。在高頻頭的輸出是 10.7MHz 的第一中頻，這第一中頻輸入至 V_1 EF80 的中放級進行放大，在電場强度較强的地區，這一級也可以略去不用。

經放大後的 10.7MHz 訊號輸入至 ECF82 的三極五極變頻級，第二本機振盪是由 ECF80 的三極部份構成並且令一 10.5MHz 的石英晶體起振。因爲第二變頻後的第二中頻祇有 200KHz，故 ECF82 的屏極負荷祇是接有一只電阻，而非如一般之由中頻變壓器作負荷。在實際試驗上證明，作第二本機振盪用的 10.5MHz 石英晶體之工作頻率並不要求很嚴格，如果手頭上有一只 10MHz 的石英晶體也可以使用，不過 IFT_1 的 10.7MHz 中頻變壓器之頻率就要調至 10.2MHz，並且，高頻頭處的中頻變壓器頻率也要適當地重調，以保證有最高的靈敏度。

自混頻級輸出的訊號輸入至 V_3 的第一級 200KHz 中放級，由於工作頻率這麼低，在這一級及以後的中放級中都採用不調諧的接法。200KHz 低中頻訊號經 V_4 再作放大後，被輸入 V_5 的限幅器。限幅器使調幅的干擾訊號減至最低，並且令正弦波的調頻訊號變爲方形波脈冲。D_1、D_2 組成脈冲數算檢波器，R_{26} 是檢波器的負荷，在這電阻上所出現的是檢波後輸出的音頻電壓。R_{27}、C_{19}、R_{28} 及 C_{20} 構成去加重電路，及使不需要之中頻成份被除去。C_{21} 用來使檢波後音頻訊號交連至 V_6 的陰極輸出級。陰極輸出級的作用是使音頻訊號有一個低阻抗的輸出，因此可以接於高質的擴音機或録音機上作放大。

如果購回來的高頻頭是備有 AGC 電路的連接點的，就可以如圖 18—7 般加入一個 AGC 網路。

本機在銲接完成後，應用電表檢查 V_2 三極部份之石英晶體是否起

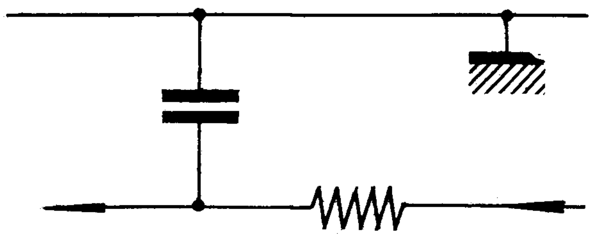


圖18—7　接入的AGC線路接法

振，不過最有效的檢查方法，還是用一部短波收音機來接收石英晶體的10.5MHz訊號。在作低中頻級的檢查時，可以將天線直接接在R_{11}及R_{10}的接點上，因爲這些中放級都是不調諧的，這時應可聽到海岸電台的訊號聲，特別是200KHz的訊號最爲響亮。

經過上面的檢查手續後，就可以將本機接在擴音機上，作試聽及進行最後的調整。接上天線後調諧至任一個電台上，調節10.7MHz中頻變壓器的鐵粉芯至音量最響爲止，即算全部校準完畢，其他地方完全無須調節。

因爲本機除了有多級的低頻中放外，還有一級10.7MHz的中放級，故靈敏度非常之高，可以抵消脈冲數算檢波器低效率的缺點，而限幅器的噪聲免除效果及脈冲數算檢波器的極低失真優點，使本機能夠與高質量（Hi-Fi）的音響體系配合。

圖18—6線路零件表

電阻（除特別注明外全部爲±10%）：

R_1	10KΩ 1/2W	R_{16}	100KΩ 1/4W
R_2	100KΩ 1/4W 20%	R_{17}	10KΩ 1/2W 20%
R_3	330Ω 1/4W	R_{18}	18KΩ 1/2W

R_4 15KΩ 1/2W
R_5 10KΩ 1/2W
R_6 22KΩ 1/2W
R_7 330Ω 1/4W
R_8 47KΩ 1/4W 20%
R_9 470Ω 1/2W 20%
R_{10} 100KΩ 1/4W
R_{11} 4.7KΩ 1/4W
R_{12} 10KΩ 1/2W 20%
R_{13} 18KΩ 1/2W
R_{14} 470Ω 1/4W
R_{15} 4.7KΩ 1/4W
R_{19} 470Ω 1/4W
R_{20} 100KΩ 1/4W
R_{21} 10KΩ 1/2W
R_{22} 4.7KΩ 1/4W
R_{23} 22KΩ 1W 20%
R_{24} 4.7KΩ 1/4W
R_{25} 270Ω 1/4W
R_{26} 4.7KΩ 1/4W
R_{27} 47KΩ 1/4W
R_{28} 47KΩ 1/4W
R_{29} 1 MΩ 電位器
R_{30} 100KΩ 1/2W

電容器（工作電壓 350V）：

C_1、C_2、C_3、C_4 0.1μF 塑料或陶瓷
C_5 2PF 陶瓷
C_6 100PF 鍍銀雲母
C_7 250PF 鍍銀雲母
C_8、C_9 0.1μF 塑料或陶瓷
C_{10} 250PF 鍍銀雲母
C_{11}、C_{12} 0.1μF 塑料或陶瓷
C_{13} 250PF 鍍銀雲母
C_{14} 0.1μF 塑料或陶瓷
C_{15} 2μF 電解質
C_{16} 0.1μF 塑料或陶瓷
C_{17} 50PF 鍍銀雲母
C_{18} 0.1μF 塑料或陶瓷
C_{19} 1000PF 陶瓷
C_{20} 100PF 鍍銀雲母
C_{21}、C_{22} 0.01 μF 紙質
C_{23} 8μF 電解質
C_{24} 100PF 鍍銀雲母

電子管：

V_1 EF80
V_2 ECF82

二極管：

D_1、D_2 GD_3 任何半導體二極管

V_3、V_4、V_5、V_6　EF80

其他：

10.5MHz 石英晶體

調頻接收 FM 高頻頭

中頻變壓器：

IFT_1 10.7MHz 中頻變壓器

第十九章　調頻廣播的多路傳送

用調頻廣播 Multiplex 來作多路訊號的傳送，主要是應立體聲廣播的要求而實現；但調頻多路傳送却並不是立體聲（兩聲道）廣播的唯一方法，要普遍施行立體聲廣播，則所選用的傳送方法須符合下列各點基本要求。

（1）立體聲廣播必須祇用一個射頻頻率來進行便可，同時對頻寬的要求不應有很大的增加。

（2）它必須是兼容性的，即是說，若用普通使用中的收音機來接收，也能得到滿意的單聲道重放效果。

（3）用戶所接收到的立體聲效果必須能與優質的立體聲唱片之音響比美，同時也無須動用太複雜的接收設備。

（4）採用立體聲廣播後的傳達範圍必須不會較原來單聲道播音時的爲小。

在立體聲廣播最初提出的幾年間，人們紛紛提出各種施行的方法，有分別用兩個調幅廣播電台來作左右聲道訊號的傳送的，也有是用一個調頻廣播電台及一個調幅廣播電台來作左右聲道的傳送，但這都與上面的要求不符，因爲需要用兩個射頻頻率來作傳送。

能够祇用一個調頻頻率來作多路訊號傳送的立體聲廣播方法最令人注目的有 Crosby stereophonic system 及 Zenith - C. E. stereophonic system 兩種，前者是用調頻的載波傳送，而以另一個調頻的副載波作多

訊路的媒介；後者也是用調頻的載波傳送，但却是以一個調幅的超音頻副載波來作多訊路的媒介。現行世界上所劃一通用的立體聲廣播是屬於後一種方法，這方法也通稱爲領示頻率多訊路法(Pilot - tone system)。

19·1　立體聲廣播的沿革

用一個射頻載波來傳送一個以上的訊號的觀念並不新奇；在電話的傳遞方面早已應用，而在用於作背景音樂(background music)的傳送，亦已有多年的歷史。圖19—1所示，是用一個射頻頻率來傳送兩個

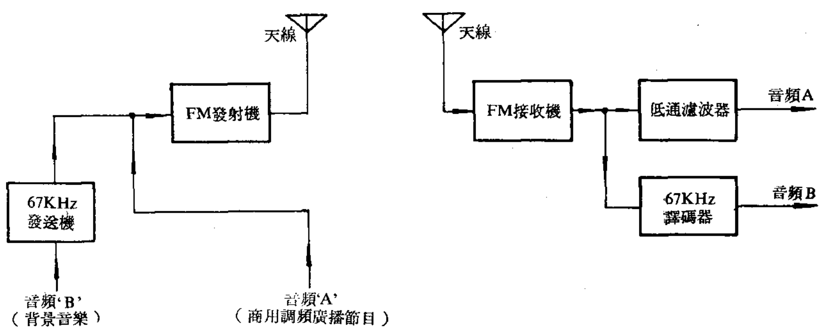


圖19—1　用來傳送SCA背景音樂的廣播方法

或更多個別訊號的一種方法，這種方法用在普通的調頻廣播電台中同時傳送背景音樂之用，這種背景音樂亦即所謂SCA(Subsidiary Communications Authorisatories)的廣播系統，是專作播送無商業廣告插入的音樂節目。除非在收音機之輸出端加入一個正確的附加器，否則是完全聽不到背景樂的，所收到的也與普通調頻廣播電台的節目無異。這附加器實在就是一調諧於一低射頻頻率的收音機，這種射頻頻率是被附加在發射機的音頻輸入端上，故也同時出現在調頻收音機的輸出端上。這

個稱爲副載波（sub - carrier）的低射頻頻率是先受到背景音樂的調制才加在發射機上，而加在接收機上稱爲譯碼器（decoder）的附加器則將這調制訊號恢復過來而不影響到調頻廣播電台所播放的正常節目。

顯然，要實現立體聲廣播，是可以用這樣的一種廣播方法的，將主載波（即普通調頻收音機所調諧到的頻率）加入左聲道訊號的調制，右聲道訊號則用來調制副載波。這種立體聲廣播方法有一個最明顯的缺點，就是對於單聲道的聽衆來說不能收到完整的音樂，因爲用普通調頻接收機來收音，就衹能得到左聲道的聲響，音樂因爲欠缺了右聲道音響而變成不完整。對於立體聲的聽衆來說，效果固然是良好的，不過還有一點頗爲不完善的，就是右聲道的音響質素會較左聲道的爲差，特別是在弱訊號地區爲然。

而在現行所採用的立體聲廣播系統中，上述缺點已經被克服，在立體聲廣播的進行中，普通單聲道聽衆所收到的，是兩聲道總和的訊號。理論上來說，單聲道聽衆會得到一種較差的訊噪比效果，但實際上，聽衆並不能覺察到所收到的是在進行單聲道或立體聲的廣播。在調頻收音機接入一個合適的譯碼器後，就能將兩聲道分開，而得到真正的立體聲音響。

19·2　多路傳送立體聲廣播原理

爲了節省篇幅起見，在以後的說明中，我們用 L 來代表左聲道訊號，R 則代表右聲道訊號。

在立體聲音響中是包含有左聲道訊號 L 及右聲道訊號 R。若這立體聲音響要作單聲道的播出，則左右聲道的訊號都要同時被送出，因而所得到的單聲道音響就等於 L + R。

在立體聲廣播中，這個 L + R 訊號就是用來作主載波的調制，因而單聲道聽衆用普通調頻收音機來接收也能得到音響的全部。由此看來，

將兩聲道訊號相加起來也就喪失了立體聲的意義，從此也難將之再分開來。但其實並不如是，因爲還有一個相差訊號被同時送出，這個相差訊號是由副載波來傳送。相差訊號是將兩聲道的音響作電氣上的相差，即成爲 L－R 。在某一時間上這訊號的强度是決定於兩聲道上訊號的相異程度；若兩聲道訊號是一致的（例如在音樂台的正中作獨奏時），則相差訊號消失，又若 L 及 R 兩訊號剛巧相等但却相位相反，則相差的訊號爲最强，請參考圖 19-－2 的說明。

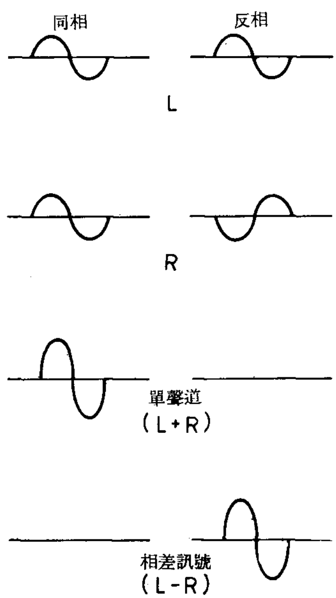


圖19—2　L及R訊號的和差過程

由上面的說明中，可知單聲道訊號是 L＋R，相差訊號是 L－R；在立體聲廣播中，L＋R 訊號是用來如正常方法般作發射機的調制訊號，

因而造成單聲道聽衆所需的主訊號；L－R 訊號則如前述般用來調制一個副載波。在立體聲廣播時如果能夠用一合適的譯碼器，則在接收機上就很容易再得回分開的 L＋R 及 L－R 訊號。得到這兩訊號後，下面試來看將之再作和及差的處理所造成的效果。將這兩訊號相加，即得到（L＋R）＋（L－R）＝2L（兩＋L 相加，－R 則與＋R 相消），這樣就再分開地得到原來的左聲道訊號 L。同樣，在譯碼器中再加入另一些電路以將兩訊號相減，即（L＋R）－（L－R）＝2R（兩 L 相消，兩 R 則相加）；故這樣在譯碼器的輸出端就得到兩個完全分離的左聲道及右聲道訊號，而（理論上）互不相干。當然，由於附加了額外的電路，必然會造成一定的損失，這種損失就是訊噪比的降低，這往往構成了背景噪聲、嘶嘶聲及干擾的增加。

明白了立體聲廣播的基礎概念，下面可以來看這種稱爲 Zenith-G.E. 方法的立體聲訊號傳送過程。圖 19—3 所示是這種多路傳送體系的編碼

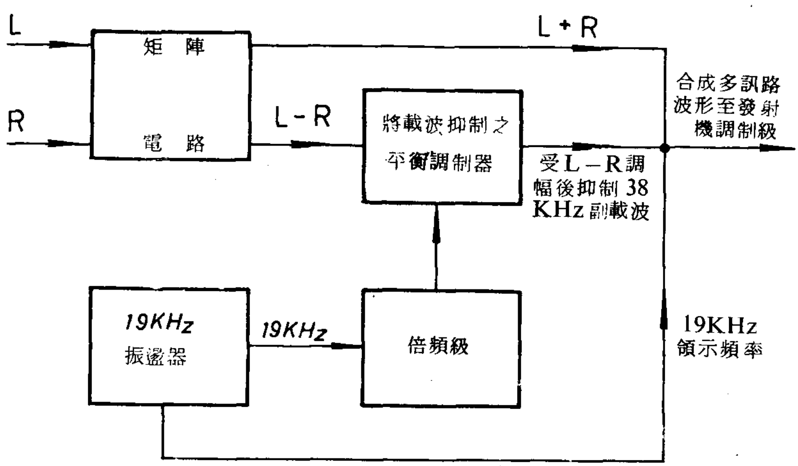


圖19—3　和差式編碼器的結構方框圖

器（Encoder）結構方框圖。如前所述般，兩個獨立的左聲道及右聲道訊號被送至一個電子相加及相減線路中（即稱爲矩陣電路 Matrix），然後在其輸出端得到另兩個獨立的訊號 L＋R 及 L－R。L＋R 訊號是被加在發射機的調制級，以對發射的主載波構成調頻的作用。L－R 訊號則是被加在一個平衡調制器上，以對一個 38KHz 的副載波進行調幅，這種調幅過程與普通調幅廣播的完全相同，不過有一點稍有分別的，就是 38KHz 副載波在經過音頻調制後其載波是受到抑制，祇讓其上邊帶波及下邊帶波被送出（請參看圖 19—4），即成爲近似於單邊帶 SSB 通訊的

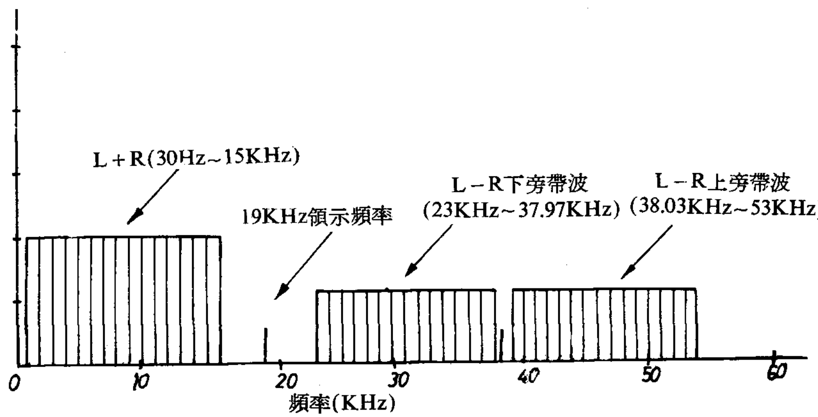


圖19—4　多訊路調制波形內頻率的劃分

效果。

用普通調幅收音機來接收單邊帶訊號或這種載波被抑制的訊號，所得的效果就是一連串沒有意義的音調，必須採用單邊帶的檢波方法才能得到有意義的音響。單邊帶的檢波方法基本上是將所接收到的被抑制調幅載波再加入其原來的載波，然後再進行檢波，例如被抑制的載波是

38KHz，在接收機内就再將一個 38KHz 載波加入這訊號内才進行檢波。不過爲了穩定上的問題及檢波後要得到高度傳真的效果，在接收機内所加入的載波其頻率與相位與所接收到的訊號要完全相同，不能有百萬分一的差異，爲了這一緣故，就需要有一個稱爲領示(Pilot)的訊號。

在圖 19—3 發射機的編碼器方面，38KHz 副載波的產生是將一個高穩定石英晶體振盪的 19KHz 振盪器倍頻而得。這個 19KHz 訊號也如 L+R 及經 L－R 調制後的被抑止副載波般加在發射機的調制級，這個訊號就是稱爲領示頻率(Pilot tone)，這樣在發射機調制級所出現的多路調制波形是包括了下述訊號：

(1) L+R 訊號，如普通之調制音頻般，其頻率範圍自 30Hz 至 15KHz。

(2) 一個等幅的 19KHz 副載波作領示頻率。

(3) 一個受 L－R 訊號調幅的被抑止 38KHz 副載波，其頻率範圍自 23KHz 至 53KHz（38KHz ± 30Hz ～ 15KHz）。

這種多路訊號被普通調頻收音機接收到時，將祇有 L+R 的訊號，其他兩個超音頻的副載波成份則被鑑頻電路的去加重電路嚴重地衰減，故不會進入音頻級造成不必要的影響。但在加有譯碼器的調頻立體聲收音機中，全部訊號均不經過去加重電路。19KHz 領示頻率是被用來在譯碼器中經過倍頻後以產生 38KHz 載波來加入在被抑制的副載波上，因爲無論是發射機的被抑制副載波或譯碼器内所產生的 38KHz 載波，都是同由 19KHz 的領示頻率而來，故兩個 38KHz 訊號就不可能有任何頻率差或相位差，這就保證了播音的質素及其穩定性，亦就是所以要加入一個領示頻率的原因。

在這裏，讀者大概會問：38KHz 的副載波何以要被抑制？領示頻率又何以要是副載波頻率的一半而不直接用與副載波的頻率相等？

先來解答第一個問題。如果副載波的幅度不被抑制而將其全部幅度均送出，則這個 38KHz 副載波將會佔去了主發射載波頗大部份的調頻

度（調制程度），那麼餘下來作 L+R 訊號及副載波內的 L-R 訊號調制的部份就變得很小，其結果就是進一步減低了廣播質素的訊噪比。將副載波加予抑制無疑使播音的訊噪比得到改善，但這將增加了接收機方面的複雜程度，故除了主發射載波及副載波之外，還需要加入一個領示頻率訊號，以使接收機能够再建立一個 38KHz 副載波以得到正確的相位及頻率來對 L-R 訊號進行檢波。

如果領示頻率是在 38KHz 的基本頻率，則接收機在將這領示頻率從接收的訊號內取出時，將會受到在旁帶波成份內取出未調制的載波，而旁帶波成份與載波之幅度相差很大但頻率分離却可能祗有 30Hz 的困難，這顯然會使將領示頻率取出的濾波電路變得非常複雜。在圖 19—4 這個頻率劃分範圍內可以看到，在 15KHz 至 23KHz 這一範圍內的頻率是空着的，將領示頻率定於這一範圍內之中間數值上，則它與調制音頻及副載波的旁帶波都有充份的距離，那麼祗須用簡單的調諧電路即可很有效地將領示頻率取出。

爲了使讀者對多訊路波形的構成有更明確的概念起見，在圖 19—5 中列出在編碼器各個階段上之波形合成情形。(a)是 3.8KHz 的左聲道音頻訊號 L；(b)是 1.27KHz 的右聲道音頻訊號 R，當然這兩個音頻訊號的頻率都是隨意而定的；(c)是從矩陣電路輸出的 L+R 訊號；(d)是表示將 L 及 R 訊號相疊，以得到圖(e)波形的方法；圖(e)是從矩陣電路輸出的相差訊號 L-R；(f)是 38KHz 的副載波；圖(g)是 38KHz 副載波受到圖(e) L-R 波形調制後的調幅波形；(h)是將圖(g)載波抑制後的情形；將經 L-R 訊號調制而被抑制的副載波與 L+R 訊號重合，就成爲圖(i)的波形；圖(j)是 19KHz 的領示頻率，其幅度是 38KHz 副載波的十分一。將 19KHz 領示頻率加入在圖(i)的波形中，就成爲在編碼器輸出的總合成多訊路波形，其情形如圖(k)；領示頻率的加入，作用是使圖(i)的波形之波峯及波谷加高及降低。在接收方面，如果將多訊號波

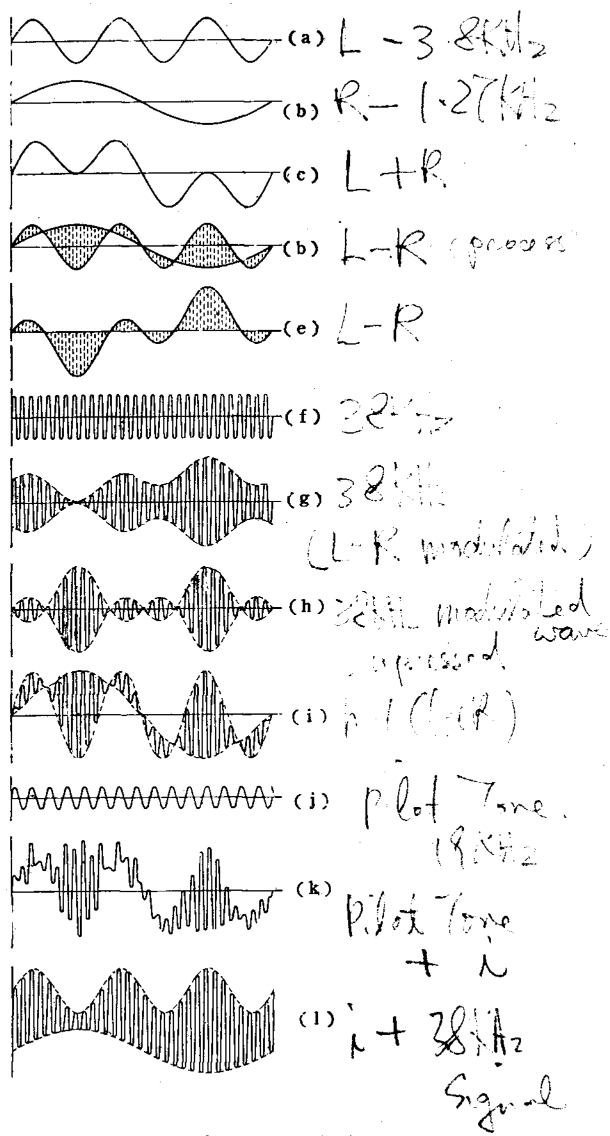


圖19—5　多訊路波形在各階段時之合成情況

形圖(i)再插入 38KHz 載波，就成爲圖(l)的樣子，實際上是將 L 及 R 的波形輪廓用再加入的 38KHz 副載波加予分開而已。

19·3 開關轉換法構成的合成波形

從圖 19—5 合成的多訊路波形來看，編碼器是可以用另一種全然不同的方法以產生同樣的多訊號波形的。從圖 19—5 之 i、k 或 l 的波形來分析，可以籠統地說，載波的正半週是受到左聲道訊號 L 的調制，下半週則是受到右聲道訊號 R 的調制；換言之，在載波的每一週期中，其正半週幅度的大小是依着 L 訊號來“取樣”，負半週幅度的大小是依着 R 訊號來“取樣”，這樣所構成的效果，就是在編碼器輸出端的訊號每秒是作 38,000 次分別向左聲道及右聲道的訊號取樣，編碼器所輸出的多訊路波形有 1/76,000 秒是左聲道訊號的，而另一個 1/76,000 秒則是右聲道訊號的，這樣不斷交替轉換下去，形成一種開關取樣效果。

有一點要知道的，就是這種兩聲道訊號的交替轉換並不是斷然的“開”及“關”地進行，其轉換的變化過程是循着正弦波的規律，而非方形波般的突變。這一點是重要的，因爲如果用方形波來作兩聲道訊號的急速轉換，則方形波所造成的諧波（方形波的特徵是具有豐富的諧波）將會侵入發射機或收音機的音頻部份内以構成干擾。要明白正弦波的開關轉換動作，可以將兩聲道訊號看成是以每秒 38KHz 的速率交替地漸入及漸隱。

圖 19—6 就是用兩聲道交替轉換原理來構成的編碼器方框圖。在這種結構中，由取樣閘門 1 及取樣閘門 2 所組成的電子開關取代了圖 19—3 的平衡調制器。在電子開關兩邊的輸出還會通過一低通濾波器以將任何轉換過程中所造成的諧波除去，這樣兩聲道的訊號就能完全依隨着正弦波的規律而轉換。其所造成的合成多訊路波形與用和差方法所構

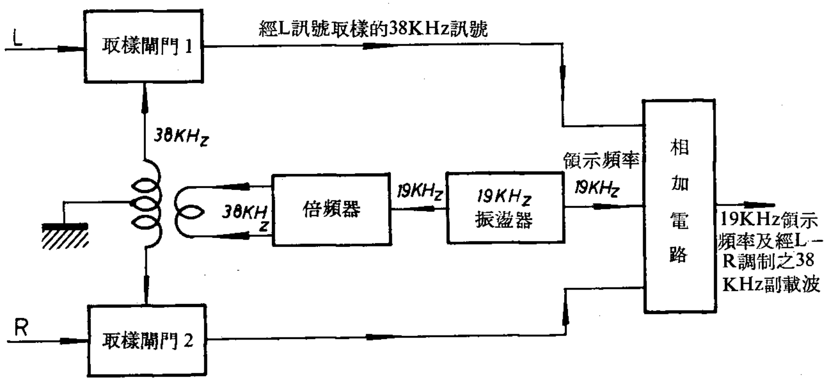


圖19—6　用交替轉換原理的編碼器結構

成的是完全相同的，而且兩種方法所產生的合成多訊路波形是可以互換的。

19·4　多路傳送訊號的接收

目前所用立體聲調頻收音機的譯碼器絶大部份是採用開關轉換的原理來工作，但爲了對多路傳送的立體聲接收有較全面的認識起見，下面將先來討論早期所用的電子和差式的譯碼器結構，這種結構在最先施行立體聲廣播時是大爲盛行的。

圖 19—7 是電子和差減式的譯碼器結構方框圖；可以看出，它幾乎是將圖 19—3 的編碼器倒過來而已。接收到的合成多路訊號先由三個濾波電路以將其合成成份分出；濾波電路 A 將 19KHz 副載波分出，以加在倍頻級上，第二個濾波電路 B 將單聲道訊號 L＋R 分出，以加在矩陣電路上；第三個濾波電路 C 則讓經 L－R 訊號調制的旁帶波通過，以加在

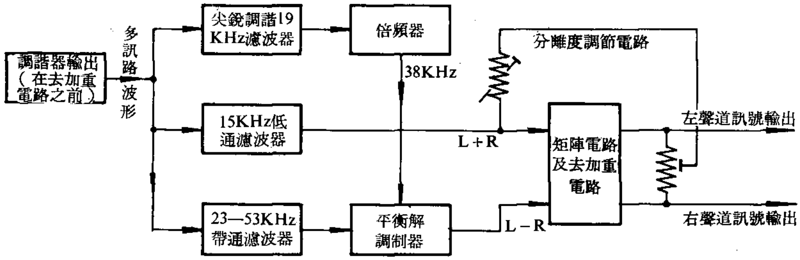


圖19—7　矩陣式譯碼器(和差式)

平衡解調制電路上。倍頻級可以是一 38KHz 的振盪電路，而其頻率與相位則由 19KHz 的領示頻率來同步；但它也可以是用整流或其他倍頻方法的電路來構成，總之其作用是要產生一個與發射機編碼器方面被抑制副載波完全一致的 38KHz 頻率。將這再造的載波加在平衡解調制電路上，在其輸出端就可以得到 L−R 訊號，這樣在矩陣電路內經過電氣上的相加及相減後就可以分別將原來的左聲道及右聲道訊號取出。

這種譯碼器結構是有一定缺點存在的，因而實際上很難在整個頻率範圍內得到兩聲道的完全分離。如果 L+R 訊號不能放大至與 L−R 訊號完全相同的程度，則不可能得到完全的兩聲道分離效果，或如果這兩訊號的相位間有輕微的趨前或延遲，都同樣不可能得到完全的分離。如果明白上面所述多路傳送的原理，其道理是很明顯的。試衹來看左聲道訊號：要將右聲道訊號除去，是將(L+R)及(L−R)相加即可，因兩 R 互相消去；但若在這兩 R 中有一個是自爲不同步(或不同相)的或略爲較小的，這樣就不能得到完全的相消，在左聲道中就會包含有一定量的多餘的右聲道訊號。

要在整個音頻範圍內造成完全的相消以得到良好的聲道分離無疑是可以的，但這樣一部“完善的”立體聲收音機及譯碼器將會是很複雜的。不過，有一個很巧妙的方法，可以使收音機及譯碼器的基本設計較簡化

及更經濟而能得到合理的分離度。假定在譯碼器可以得到每聲道 1V 的輸出訊號，但在這兩聲道的輸出中均帶 0.1V 的混音，即在左聲道的輸出是等於 L+0.1R，在右聲道的輸出是等於 R+0.1L 在兩聲道所附加入的不需訊號是 0.1L 及 0.1R。如果在輸出端加入一個包括有 -0.1L 及 -0.1 R 的訊號，則兩聲道上不需的訊號將會被消去。當然，這樣一小部份需要的訊號也會被消去，但因爲需要的訊號是較不需的訊號大得多，它所受到的損失將會是難於察覺得到的。從上面的數字所得，則在每聲道之輸出是 0.9V 而能够不含混音。完全的抵消通常是不可能的，因爲相位必然有很小的分歧，但如果分離電路經過小心的調節，是能够得到 10dB 或 20dB（3 倍 至 10 倍）的改善的。

圖 19—8 是轉換式譯碼器的結構方框圖，與和差式的譯碼器一樣，

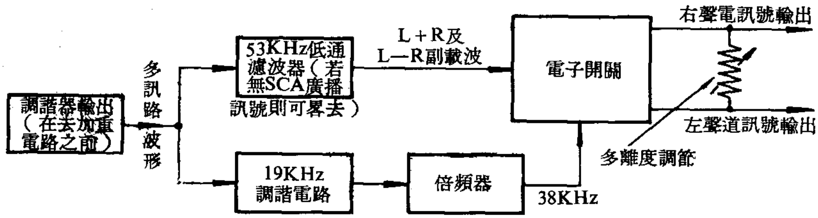


圖19—8　開關轉換式譯碼器

它也是與發射機方面轉換式編碼器的結構相反，這一點可以從圖 19—6 及圖 19—8 比較得到。線路結構基本上是很簡單的，全部接收到的多訊路波形都加在電子開關線路上。前面説過多訊路波形實際是交替地包括有左聲道及右聲道的訊號的，故電子開關使輸入的訊號在合適的時間上交替地接於左聲道及右聲道之輸出。爲要得到良好的聲道分離，開關的動作必須與多訊路波形的聲道訊號情形完全脗合，故開關的動作是由來

自領示頻率的 38KHz 訊號來驅動。同樣,這種形式的譯碼器也是很難簡單地得到完善的聲道分離的，故也需要用前述的方法由分離電路將混音除去。

由於基本結構上的簡單，轉換式譯碼器是目前最通用的結構，矩陣和差式的結構雖然早期大行其道，今日亦已非常罕見；據筆者所知，無論是歐美或日本的製造商，已不見有和差式結構的譯碼器推出，故在原理上前文雖然作其方框圖的探討，但在下一章中將不會詳細來研究其線路的過程。如果再來研究一下圖 19—7 的和差式譯碼器方框圖，將會發覺到這種結構所以爲人摒棄的原因。它所造成的最困難地方，是三個濾波電路必須造得非常準確，除了要得到所需的頻率響應特性外，它的相位響應也要完全達於所需的要求，否則就不能對不需的聲道訊號造成正確的抵消。要得到完全的聲道分離， L+R 與 L-R 訊號及領示頻率必須保持完全的一致，這就對濾波電路在頻率範圍的極限時造成了無比的困難，故效果通常就是在高段及低段音頻時分離度減低。從修理上的觀點來看，這種譯碼器也是很難於處理的，因爲在修理及重調的手續上，都非有大量的儀器及充份的技巧不可。

19・5 譯碼器的連接方法

讀者已經知道，在鑑頻器的輸出是需要有一個去加重電路以將在發射機處受到提升的高頻率在接收機處被抵消。由鑑頻器輸出接至譯碼器的多路訊號必須是取自去加重電路以前，即如圖 19—9 所示般。多路訊號是很容易受到高頻衰減的，因此除了不能經過去加重電路外，接收機與譯碼器的接線也應盡量減短，以降低潛佈電容量。在很多情形下還可能要將高頻旁路電容器 C_1 的數值減低（以不影響穩定性爲限）或將 R_1 及 R_2 的數值降低，以進一步改善高頻響應。

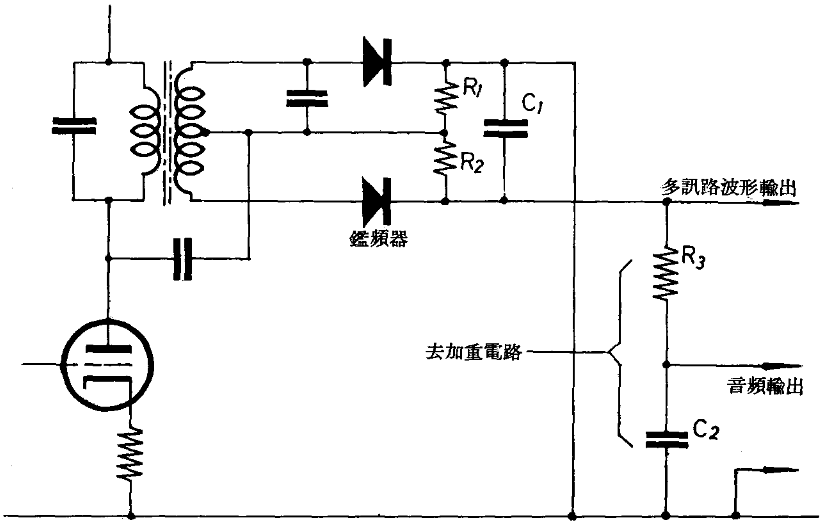


圖19—9　調諧器與譯碼器的連接辦法

第二十章　立體聲接收譯碼器

在進行多路傳送（Multiplex）的立體聲接收時，有很多因素是需要詳爲考慮的，首先必須知道，接收的效果完全决定於訊號傳播的途徑、接收天線、收音機及譯碼器（Decoder）等等；在這環路上任一者的不完善都會使整體的效果受到影響，例如，設計精密的譯碼器線路如果與設計不良而失調的收音機來配合，絕不會得到良好的效果。

立體聲調諧接收器在設計上的要求是遠較一般用的調頻收音調諧器爲嚴格的，故通常也祇有專爲立體聲廣播而設計的收音調諧器才能滿意地得到良好的立體聲收音效果。最基本的要求，顯然就是收音調諧器的頻寬，作普通的調頻廣播接收時，最大的調制頻率是 75KHz，故要得到優質的接收效果，就需要有 240KHz 的頻寬，當然這祇是指極端的數字，一般實用上所需的頻寬，是在 150KHz 至 240KHz 的範圍內。在作立體聲廣播的接收，最大的調制頻率是 53KHz，所需的頻寬自然也增加了，其數字是在 200KHz 至 300KHz 間。這樣的頻寬數字是對中放級而言，一般上，高頻前級及鑑頻器之頻寬還要求更大。若在接收機方面將最大調制頻率（即受 L－R 訊號調制）的旁帶波予以衰減，則將會引起左右聲道混音，從而減低了立體聲的分離度。同時，頻率與相位關係的響應也要是直線的，否則也會造成分離度的減低。不過，幅度響應及相位響應方面的輕微不善是可以在譯碼器上加予矯正的。

在有多方向反射接收（Multipath reception）的環境下，限幅器的

作用要更有效，因爲譯碼器會對高至 53KHz 的雜散頻率仍起靈敏的反應，故這種效果對立體聲會構成更嚴重的影響。在改善這一點上，採用一根較佳的天線是必需的。因爲立體聲廣播的訊噪比較低，故無論在任何情況下作立體聲接收，一根良好的天線是必需的，特別是在廣播範圍的邊緣地區。

20・1 立體聲譯碼器

加入在調頻收音機以作立體聲接收的譯碼器，其作用是要在合成的多路訊號中將 L 及 R 訊號取出。由上一章多路訊號的合成過程來看，要將之取出，祇要把過程相反過來便可以。19KHz 的領示頻率(Pilot frequency)應先從合成訊號內取出(圖 20—1a)，然後用來產生一個 38KHz 的再插入載波，L＋R 訊號被濾除出，剩下來的 L－R 訊號則被加在 38KHz 的載波上，以產生一個調幅訊號，這調幅訊號然後如普通般用一枚二極管檢波，所得到的 L－R 音頻訊號是加在一個電阻性的矩陣電路，以與 L＋R 訊號合成而分別得到左邊聲道及右邊聲道的訊號。圖 20—2 就是一個電阻性的矩陣電路，由這電路中可見，L＋R 及 L－R 電流在兩個電阻上是相反的，故得到 2R 的電流，而在另兩個電阻上這兩電流則爲相加的，故得到 2L 的電流。另一種方法也可以如圖 20—1b 般，在檢波電路中採用兩枚二極管，用一枚得到 L－R 訊號，另一枚則得到 －(L－R) 訊號，然後將這兩訊號與 L＋R 訊號相加而分別得到左右聲道訊號。(a)、(b) 兩種方法恆見於一些早期的譯碼器線路中，但因爲要採用到要求嚴格的濾波器，故在近來的線路設計中已不見採用。

上一章曾經說過，合成訊號也可以看成是一種用取樣方法的時間分配式(Time-division)多路訊號，其合成波形是相等於將 L 及 R 的訊號在 38KHz 的速率下交替地取樣；當然，一般之時間分配式多路訊號系統

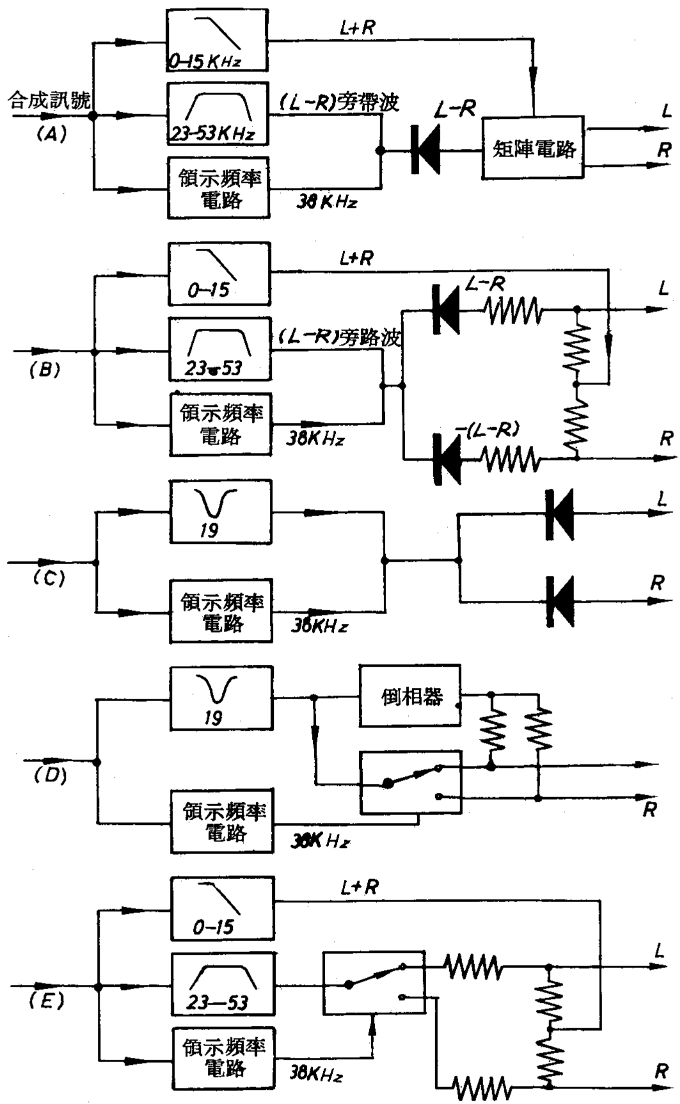


圖20—1　將合成多路訊號作譯碼的各種方法

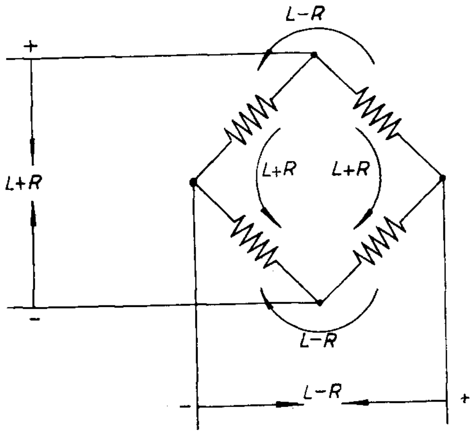


圖20—2　電阻性矩陣電路中訊號的和差方法

是用方形波來作轉換，而在這裏所用的，則是半正弦波來作轉換的波形，要取得半正弦波的轉換，方法是用方形波來完成轉換的過程，然後將其諧波濾去。爲要得到原來的 **L** 及 **R** 訊號，多訊路波形是經過一 **19KHz** 陷波器以將領示頻率移去後加在一個電子開關（一般是用二極管）上，電子開關則以每秒 **38,000** 次的速率來轉換，即如（圖 **20—1d**）所示，在這樣的方法中由於很難得到完全的左右聲道分離，故需要在輸出加入一個經衰減而反相的 **L＋R** 訊號以得到完全的分離（詳見上一章）。還有另一種採用同一種方式的安排方法，是祇將相差訊號 **L－R** 加在電子開關上，並且也用 **L＋R** 訊號來取得完全的分離度，即如圖 **20—1(e)**所示。

最後的一種方法是如上一章所提及的，將接收到的合成訊號再插入一個副載波，使成爲如圖 **19—5(1)** 的波形，這樣就祇需要用兩隻簡單的檢波二極管，來分別對上半週波形輪廓及下半週波形輪廓來進行檢波，

即可分别得到左右兩聲道的訊號，這種方法的結構如圖 20—1(c) 所示。

總括來說，譯碼器的作用包括下列幾項工作：

(1) 將 19KHz 領示頻率取出；

(2) 以領示頻率爲參考，再造出一個相位相同的 38KHz 載波；

(3) 用相位檢波器將左右聲道訊號分出；

(4) 矩陣矯正電路(Matrixing)，由於相位檢波器不能達到 100% 的效率，故需要由矩陣電路來將輸出訊號矯正以得到完全的左右聲道分離。

20・2 倍頻及解調制

領示頻率的取出可以用一簡單的並聯調諧電路，但在很多譯碼器線路中，爲了將調諧電路的 Q 值進一步提高起見，也常採用 Q 倍加式電路 (Q multiplier)。利用這取出的領示頻率來再造出 38KHz 載波的方法有三種，如圖 20—3 所示。後兩種方法(b)及(c)的優點是載波的幅度不會受到訊號强度所影響，(a) 之方法則有此弊點。在領示頻率電路中通常會用遲滯的方法以使載波能够保持一定的幅度，除非訊號低跌於某一電平點。

圖 20—4 是兩種開關轉換式相位檢波器的線路接法，在虛線以右的

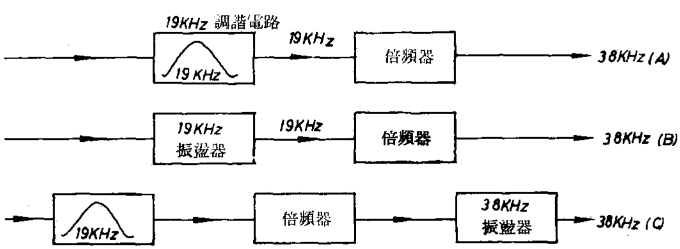
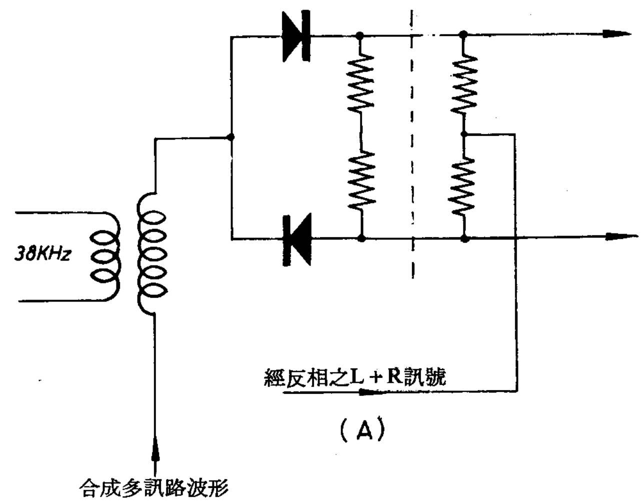
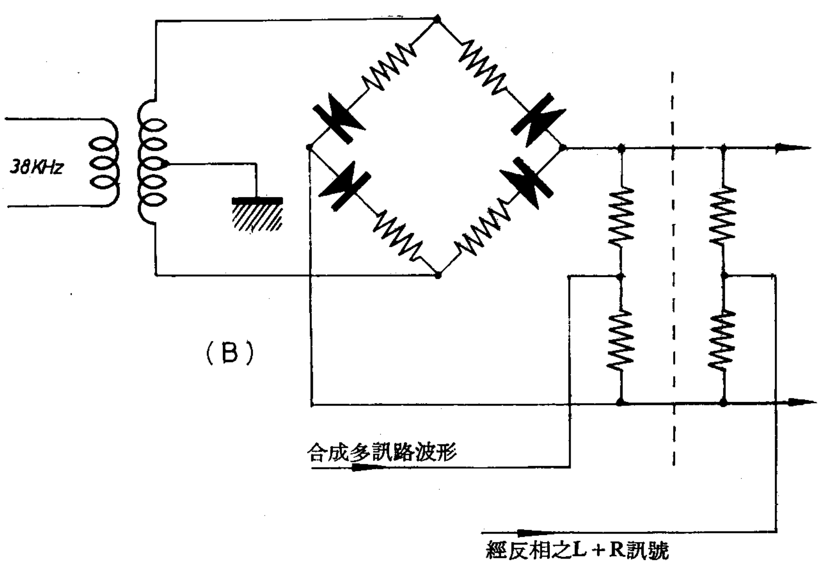


圖20—3　產生 38KHz 副載波的三種方法



(A)



(B)

圖20—4　相位檢波器的兩種接法

是屬於矩陣矯正電路。(a)的線路雖然較簡單，但因爲還需要加入雙T式濾波電路以將38KHz副載波的超聲頻除去，故反不見普遍。(b)是一種稱爲平衡環式解調器，加入的38KHz訊號是經過較大的衰減，這就避免了需用到雙T式濾波電路。四枚二極管一般作成正向偏壓，這樣當作單聲道廣播時，訊號就可以不受影響地通過二極管。由於這種解調電路在目前的譯碼器中非常普遍，下面將來詳細說明它的工作過程。

平衡環式解調器的線路可以簡化成圖20—5。可以看到，四枚二極管是作平衡橋式的接法，當衹有38KHz再造副載波出現時，若各二極管及電阻均匹配於平衡，在R及L兩點上將沒有輸出，因爲這兩點是剛在A點及B點的電氣中點上，而A與B是互爲相反的，故其中點必爲零位點。解調器的開關轉換動作是很簡單的：在1/76,000秒內當左聲道訊號被發射，這時A點較B點爲正，使D_1與D_5導電故成爲低阻值，這實際上使C_1接於R點，使右聲道輸出有訊號加上；而在此同時，D_2與D_4處於反向偏壓，故實際成爲開路，C_1從L點上漸開；在第二個1/76,000秒中左聲道訊號被發射出，A點與B點間之極性相反，C_1實際變成接於L點上，左聲道輸出有訊號加上。

細來看圖20—5可以發覺到，兩枚二極管D_1、D_4是可以略去或將之短路而不破壞原來線路的工作的，實際上這樣的確是可行的，且兩聲道的分離也不會因爲少去這兩隻零件而受到影響。不過這樣做法有一個很大的弱點；L及R點將不會在電氣上達於平衡，於是除了所需的音頻訊號外還造成一個很强的38KHz訊號輸出。這個38KHz訊號由於較所需的音頻訊號還强，將會是極難於濾除去的，而且它將會造成多方面的不良影響。在最壞的情形下，它會令高音揚聲器及低頻放大部分的輸出管受到損壞；若這訊號强度完全不受到衰減，最輕微的影響也會由於令低頻放大部份過荷而造成失真，或與録音機之偏磁振盪器差拍以造成叫聲而令廣播録音無從進行。

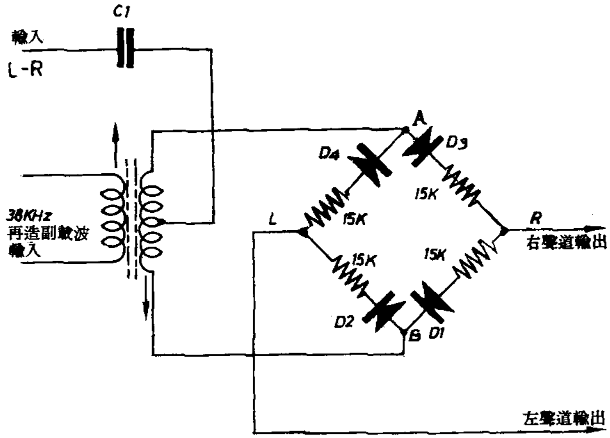


圖20—5　平繞環式解調器的動作原理

當然，二極管及電阻數值的完全匹配是很難的，因此必有一定量的 **38KHz** 訊號被逸出，不過通常由於數量很少，故是很容易將之濾除的。除了 **38KHz** 的開關頻率外，還有 **19KHz** 的領示頻率也會被逸出，但因爲強度也是非常微弱，因此要將之濾除也不會有困難。

多路傳送立體聲廣播接收譯碼器雖然有其一定的工作方法，但由於對收音質素要求的不同，於是在不同廠製的譯碼器線路中就出現了各種線路的結構形式，爲了使讀者對各種電路均能了解起見，下面將對幾種具代表性的廠製譯碼器線路作一分析。

20・3　Motorola HS-996 譯碼器的線路分析

圖 20—6 是這譯碼器的整體線路。晶體管 Q 是一發射極輸出級，並且接成一闊頻帶阻抗變換線路，以將調諧器輸出與譯碼器的輸入線路匹配。

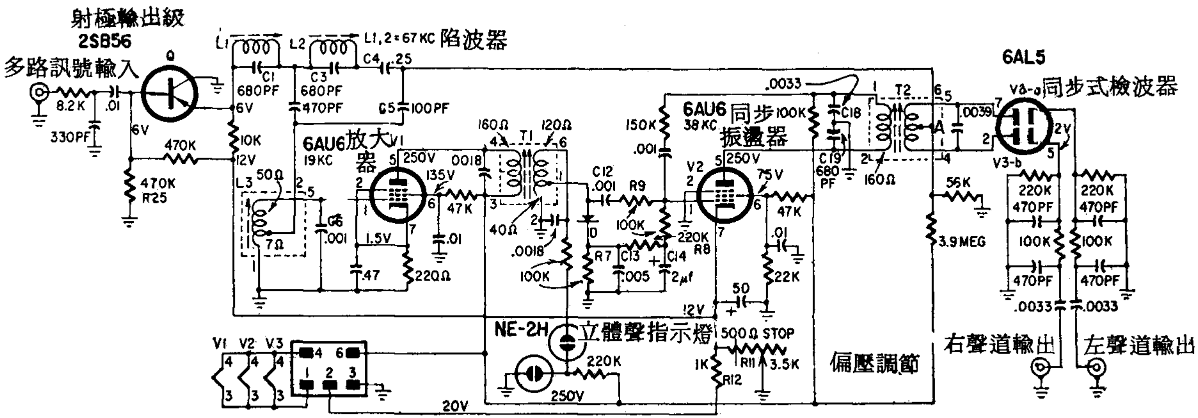


圖20—6　Motorola HS—996 立體聲譯碼器線路

包括有 L+R、L-R 及 19KHz 領示頻率的調頻立體聲訊號的合成多路波形是取自 Q 的發射極，串聯濾波器 L_1-C_1 及 L_2-C_3 先將任何 SCA 廣播的副載波除去，19KHz 旁路濾波器也將 19KHz 的領示頻率濾出，使衹有38KHz L-R 旁帶波及 L+R 單聲道音頻訊號出現在C_4 及 C_5 的接點上。

當調諧收音器旋於一立體聲廣播時，19KHz 領示頻率副載波被旁路陷波器 L_3-C_6 取出，並經 V_1 6AU6 放大。因而在 T_1 的次級可得到一個峯值約達 200V 的 19KHz 訊號，這電壓出現在 NE—2H 兩端，令其發亮，因而表示出正在接收到一個立體聲廣播。指示氖管加有大約 60V 的偏壓，使在較弱的立體聲訊號時仍能起作用，這一偏壓是由另一隻 NE—2H 氖管作穩定。

38KHz 同步式振盪器是採用考畢玆式（Colpitts）的線路，振盪線圈是 T_2 的初級，由 C_{18} 及 C_{19} 作並聯調諧。在平時，振盪器是受到將 V_2 陰極接至由 R_{11} 及 R_{12} 組成的 B+ 分壓電路抽頭點上而取得的 12V 陰極偏壓而截止。在有調頻立體聲訊號時，二極管 D 將領示頻率副載波整流而形成一正電壓出現在 R_7 及 C_{13} 上，這電壓經 R_8 及 C_{14} 濾波後加在 V_2 柵極以使振盪器開始工作。R_8 與 C_{14} 之時間常數需要有足够長，以防止振盪器受到單聲道廣播時之 19KHz 突發噪聲或鄰台互擾噪聲干擾而啓動。19KHz 領示頻率將一部份電壓藉 C_{12} 及 R_9 加在振盪器柵極上，而使振盪器與領示頻率達於相位的同步。

在平時，同步檢波器之兩屏極是加上 2 V 的正電壓（正向偏壓），故兩二極管保持於長期導電。當接收到一個單聲道訊號時，調頻收音機鑑頻器的音頻輸出出現在晶體管 Q 的發射極；67KHz 陷波器對音頻頻率的阻抗低至可以忽略，故音頻訊號直接出現在 T_2 次級的中心抽頭上，這線圈對音頻所構成的阻抗也是很小或甚至全無，故單聲道音頻訊號直接通過兩正向狀態二極管而到達左聲道及右聲道輸出端。因此單聲道訊

號能够直接出現在兩聲道上。

在立體聲播送時，T_2 次級中心抽頭 A 點上是包括有 L+R 音頻電壓及 L-R 38KHz 旁帶波的，當振盪器受到 19KHz 領示頻率啓動而開始振盪時，就會有一個雙峯值約爲 9V 的 38KHz 訊號出現在 T_2 的次級。這時兩二極管祇有當所加上的訊號均會令其屏極較陰極爲正時才導電，即再不會如單聲道播音時的一樣長久保持導電，而是兩二極管隨着每秒 38,000 次的速率而截止及導電。

在 T_2 次級上的 38KHz 訊號是受到 L-R 旁帶波作調幅，以在兩二極管屏極上形成一對稱調幅高頻波形，波形輪廓的上半週帶有 L-R 訊號，下半週則帶有一(L-R)訊號。

當 V_{3a} 受到 38KHz 訊號的正半週而導電，它就對這上半週的波形輪廓進行檢波而產生一個 L-R 音頻電壓，這電壓與加在 A 點之 L+R 音頻相結合而產生 2L 訊號出現在左聲道輸出端。當 V_{3b} 屏極受到 38KHz 訊號而變正時，這二極管導電而對下半週的波形輪廓進行檢波，於是得出一(L-R)與 L+R 訊號結合以產生 2R 之訊號電壓出現在右聲道輸出端。

20・4 Zenith 9H21 譯碼器的線路分析

Zenith 廠最初所提出的立體聲附加器線路是採用一束射開關管(Beam-switching tube)來作 L 及 R 訊號檢波，不過他們實際上所生產的附加器，其線路却更爲簡單及有效，圖 20—7 就是典型的線路。

自比率檢波器的輸出是分做兩條路線。19KHz 領示頻率副載波經一調柵調屏五極管放大器 V_{1a} 放大後，受到由 D_1 與 D_2 組成之全波檢波電路倍頻成 38KHz。一部立體聲譯碼器要能滿意地工作，它的 19KHz 領示頻率必須超過某一個指定的最低電平；因此，這領示頻率放大器是設計於當 19KHz 訊號低於某一最低電平時即行截止。在這線路中，V_{1a} 平

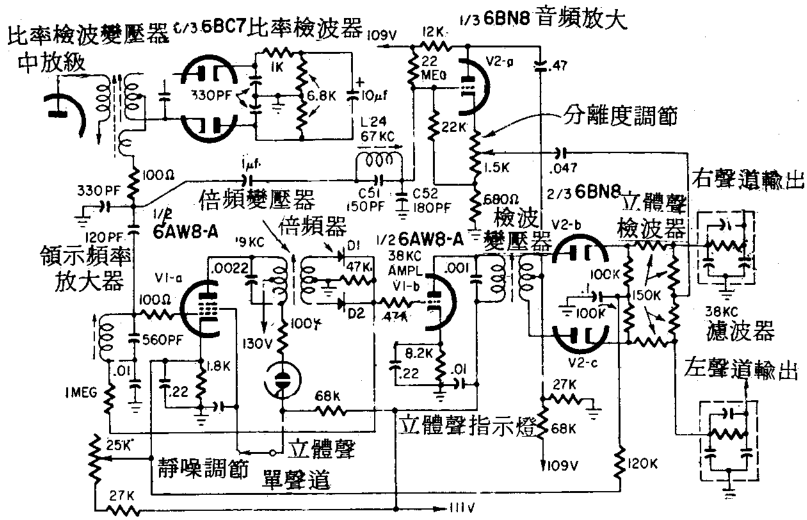


圖20—7 Zenith 9H21 立體聲譯碼器線路

常是受到取自靜噪控制（Mute control）的正陰極電壓而截止。

當 19KHz 訊號的正半週峯值超過這一偏壓值時，電子管就導電而有一連串 38KHz 脈冲出現在倍頻級的輸出端。這些脈冲經 1M 電阻及 0.01μF 電容器濾波後形成一個過度的直流偏壓加在柵極上，這柵偏壓的數值是在加於陰極上之靜噪偏壓的 2V 範圍內，電子管因而作正常的放大，並造成正常工作時所需的 19KHz 及 38KHz 訊號電平。故在單聲道播送及非常弱之立體聲播送時 V_{1a} 是被截止的，祇有當輸入的立體聲訊號足够强以滿意地工作時，這電子管才開始工作。

當立體聲訊號出現低落，收音就變成夾有噪聲及失真，這時就以作單聲道收音爲佳；立體聲——單聲道開關就是用來作收音形式的選擇，

在單聲道位置時，這開關將簾柵極電壓除去而令 V_{1a} 截止。

立體聲指示氖燈是接於倍頻變壓器初級的低端及簾柵極間的；當接收到立體聲訊號，有簾柵極電流出現而在 68KΩ 簾柵極降壓電阻上造成一電壓降，並在同時，19KHz 領示頻率也在變壓器接氖指示燈的一端產生一 200V 雙峯值的電壓，氖燈被燃亮，表示出正在接收一立體聲節目。

來自倍頻級之 38KHz 脈冲先被 V_{1b} 之柵極電路削幅然後才被放大，在檢波變壓器初級的飛輪作用（Flywheel action）下，造成有 38KHz 的正弦波，用以取代在發射機被抑制之 38KHz 副載波。

兩 L－R 38KHz 旁帶波及 L＋R 音頻訊號自鑑頻器輸出後是循着另一條路線。由 L_{24}、C_{51} 及 C_{52} 組成的陷波器將 59—75KHz 間的頻率濾去，以防止任何 SCA 訊號對譯碼器造成混音的干擾。L＋R 及 L－R 訊號由 V_{2a} 放大後，由屏極電路被送至多訊路檢波變壓器次級的中心抽頭。

L－R 邊帶波與再造 38KHz 副載波在變壓器的次級相結合，於是左聲道及右聲道訊號就受到如前面所述之 Motorola 電路般被檢波而分出。

當電台作單聲道訊號發射時，19KHz 領示頻率放大器被截止，因此在譯碼器電路內加在各部份之直流電壓會輕微升高，多訊號檢波器 V_{2b}、V_{2c} 之屏極會升高約較其陰極有正 2V 的電壓，故兩二極管長期地導電。在其屏極上之 L＋R 電壓就被直接加在輸出端上，故在左聲道及右聲道的輸出端均可得到單聲道訊號的輸出。

在理論上，前面是假定 L＋R、L－R 及 —（L－R）之訊號的幅度是相等的，這樣就能够相加地產生 2R 及 2L 訊號而得到最大的分離度，在實際上，兩聲道的分離是不很完全的，在左聲道將會出現有小量殘餘的 R 訊號，右聲道亦出現有小量殘餘的 L 訊號。

在 Zenith 這個譯碼器中，附有一個經準確校正的分離度調節器，這調節器的校正方法如下：用多訊路訊號發生器祇送出 R 訊號，在譯碼器的左聲道輸出端接一音頻電壓表，旋動分離度調節電位器至電壓表之讀數最低。或者也可以將訊號發生器祇送出一 L 訊號，然後調節至右聲道的輸出最小爲止。

20·5 RCA RK-295 譯碼器的線路分析

圖 20—8 是這譯碼器的線路，其設計頗爲簡化。自調諧收音器輸出的合成多路立體聲訊號是經 V_{1a} 及 V_{2a} 放大，出現在調諧電路 L_1-C_5 及 L_2-C_{19} 的 19KHz 領示頻率，在 V_{2b} 屏極電路的變壓器 T_2 的初級被倍頻成 38KHz。

L+R 音頻訊號是在平衡調節電位器的滑臂上被取出以加在跨接於兩輸出端的矩陣電路 R_{18}、R_{19}、R_{20} 及 R_{21} 上，在變壓器 T_1 次級的上端與地端間，38KHz 再造副載波與 L-R 旁帶波合成以產生 38KHz 的

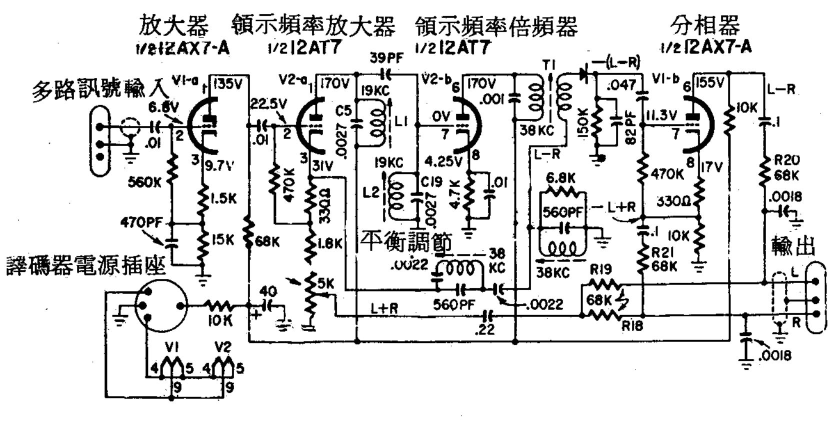


圖20—8 RCA RK—295 立體聲譯碼器線路

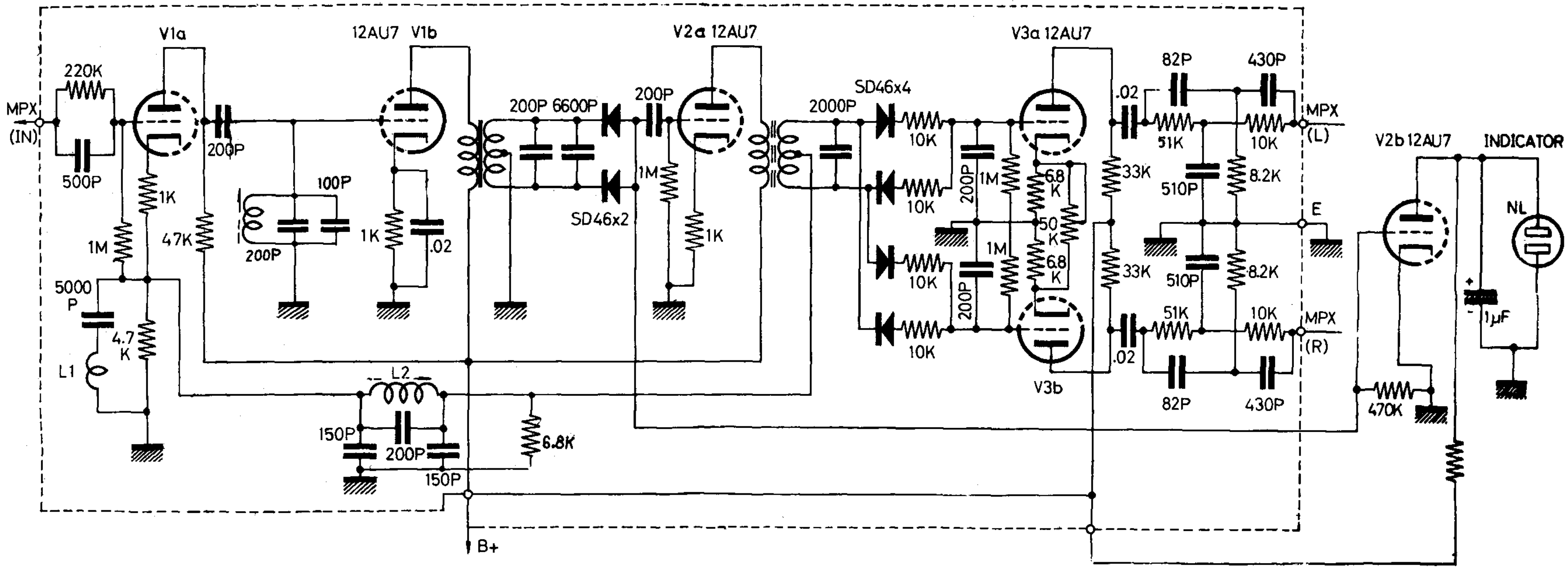


圖20—9 Sound 300×AM－FM 立體聲收音擴音機之譯碼器線路

調幅訊號，這訊號被檢波後是接於 V_{1b} 的分相器上，L－R 訊號在其屏極取出，－（L－R）或 R－L 訊號則在其陰極取出，這兩訊號在矩陣電路上與 L＋R 訊號結合以產生 2R 及 2L 訊號以出現在右聲道及左聲道的輸出端。

爲了進一步作爲參考起見，圖 20—9 列出日本 Sound 廠 300X AM FM 立體聲收接機內的譯碼器線路。多訊路檢波是用 4 枚 SD46 接成平衡環式相位檢波器，V_{3a} 及 V_{3b} 則分別作爲 L 及 R 訊號放大之用。

上面所舉例說明的是前幾年所生產的立體聲譯碼器線路，在以後期間所生產的譯碼器，由於晶體管盛行，故已紛紛改用固體化線路，理由是更加經濟。

20・6 基本的晶體管譯碼器線路

圖 20—10 是一典型的三晶體管譯碼器線路，線路中採用了三個調諧電路，這種設計應該算是最簡單的了。第一級是一增阻放大器（Bootstrap amplifier），以得到高的輸入阻抗，從而減低了對收音調諧器鑑頻電路的負荷影響。19KHz 訊號是由第二級來放大，並經第三級作倍頻。除了圖中所示採用雙二極管全波電路外，倍頻級也可以是用 A 類、AB 類或 C 類放大級來担任。在 Tr_3 集電極上的一部份輸出是經整流後送回至 Tr_2 的基極，以控制其增益及造成所需的遲滯效果。在線路中通常還會加入一個由 19KHz 或 38KHz 訊號來起動發亮的鎢絲小電珠以作立體聲廣播的指示。

合成多訊號波形是自 Tr_1 的發射極加在平衡解調器上；另一個自 Tr_1 集電極電路的經衰減及反相的合成多訊路波形則加在解調器輸出端以作聲道分離的矯正。串聯於二極管環路的電容器是用來防止單聲道工作時之正向直流偏壓通過 38KHz 變壓器。

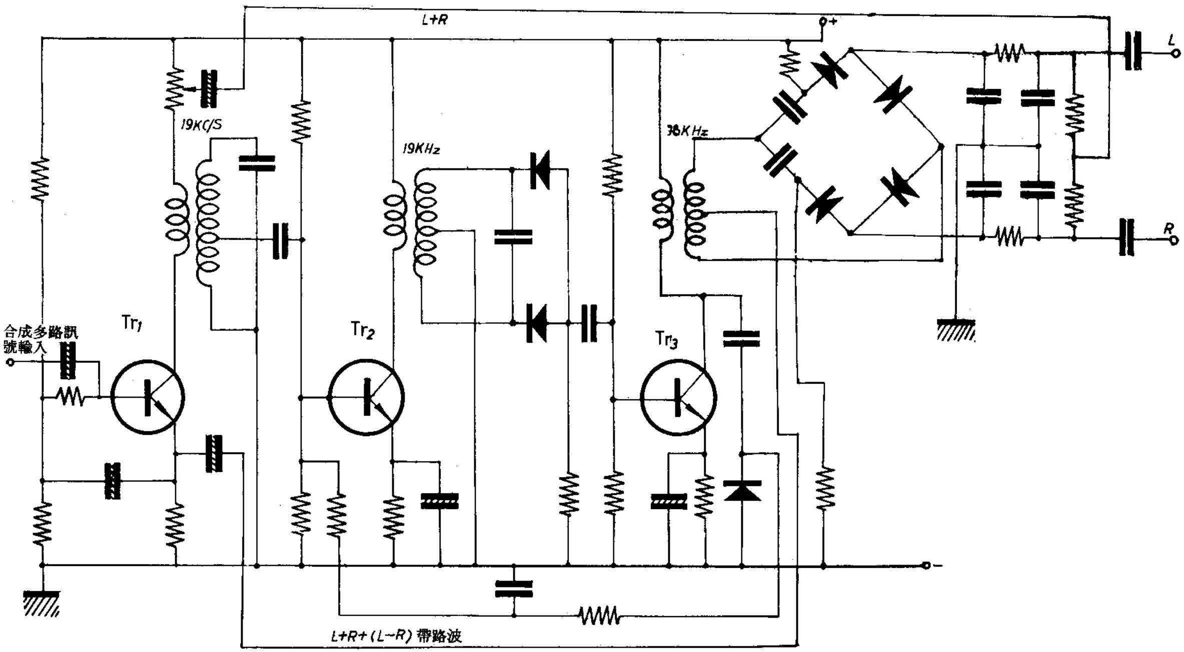


圖20—10　晶體管譯碼器的基本線路結構

20·7 Philips 晶體管譯碼器的線路分析

這譯碼器的線路如圖 20—11 所示，原來是屬於菲利浦立體聲收音調諧器内的一部份。多路訊號是加在線路之 A 點，然後通過線路上之 R_{201}、C_{201}、R_{202} 等幾個零件先對訊號作輕微的相位及響應矯正，然後

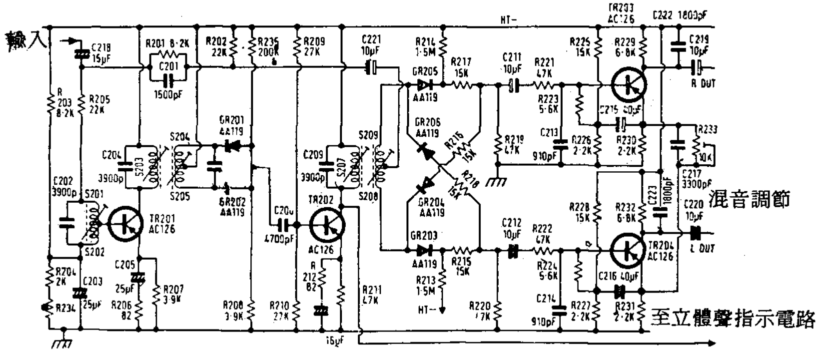


圖20—11　菲利浦(Philips)晶體管譯碼器線路

通過 C_{221} 將之加在四隻二極管組成的電子開關（解調器）上。這開關式相位檢波器的工作過程與 20—2 節所述的完全相同，故不再作説明。

輸入立體聲訊號的另一小部份是經 R_{205} 加在一調諧電路上，這電路尖銳地調諧於 19KHz 頻率上，故也祇有 19KHz 領示頻率才能通過以加在晶體管 Tr_{201} 上放大，然後再經另一尖銳調諧電路以加在兩二極管 GR_{201} 及 GR_{202} 上。這兩二極管的作用是要將一半之 19KHz 訊號反轉，以産生兩倍於這一頻率的脈冲（其方法正如在全波整流電路中將 50Hz

的交流變成 100Hz 的紋縺脈冲一樣），其結果是得到頗爲失真的 38KHz 訊號，這訊號由晶體管 Tr_{202} 放大，並經過另一個調諧電路將之平滑爲正弦波。在 Tr_{202} 集電極的 38KHz 訊號（當然祇有在接收到立體聲訊號才出現）也用來令一只立體聲指示器（電珠或電流表）工作。變壓器的次級是作中心抽頭，故繞組的兩端就能交替地得到正負的 38KHz 載波以供電子開關轉換之用。

在平衡環式檢波電路的輸出是由 R_{221} 及 C_{213} 作去加重，在另一聲道也有同樣的零件。這電路對高頻率的衰減自然也將不需的領示頻率及開關轉換頻率截除；在經過 C_{222} 及 C_{223} 時，這些不需的頻率更進一步受到衰減。

最後兩只晶體管 Tr_{203} 及 Tr_{204} 是用來將音頻訊號放大至有數百毫伏的電平，同時也造成有一頗低的輸出阻抗，使訊號不會過份受到所附接的擴音機負荷問題或引線潛佈電容量的影響。在這兩晶體管放大級的發射極電阻間是接有一 R_{233} 可調電位器，其作用是作聲道分離的調節，利用一個略爲反相而從另一聲道逸出的訊號來調節至不需的混音剛被抵消爲止。

20・8 Fisher TFM1000 專業型晶體管譯碼器的線路分析

要追求最高質素而結構複雜的立體聲收音，則這部 Fisher TFM1000 型立體聲收音調諧器可以符合一切嚴格的苛求，因爲它原來是設計用於廣播電台或專業用家作播音質素鑑聽之用。圖 20—12 是這部收音調諧器的結構方框圖。

收音調諧器所用的譯碼器線路則如圖 20—13 所示，這種譯碼器結構也用於一些較普及的 Fisher 收音機内，這譯碼器包括了幾項線路設計

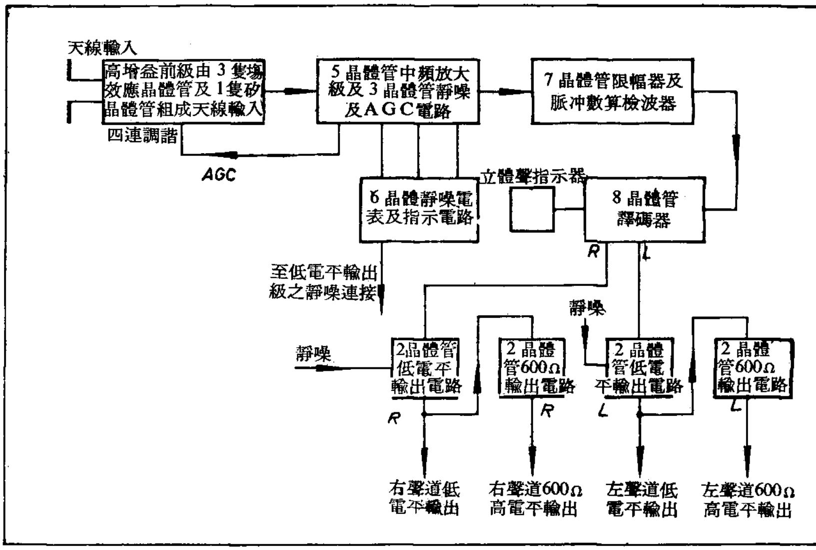


圖20—12 Fisher TFM1000 收音調諧器結構方框圖

的獨特點，因此很值得我們來研究其工作過程。

包括了不需要的噪聲及 SCA 廣播副載波（指美國及日本而言）的合成多訊路波形是加在輸入晶體管 Tr_{401} 上，這晶體管讓全部多訊路波形均通過，但在 L_{402}、C_{428}、C_{429} 所組成的濾波器中則將一切不需的副載波除去。訊號然後被加在兩個橋式解調器上，其工作情形與 20—2 節所述的完全相同，不過是每一聲道獨立用電橋來檢波而已。

兩電橋解調器均由 Tr_{405} 取得 38KHz 訊號，這晶體管是接成一振盪器，其準確的相位及頻率均由經放大而被倍頻經過 Z_{401}、Z_{402}、Tr_{402} 及 Tr_{403} 的領示頻率所控制。這倍頻的領示頻率是經過很高的放大，然後其幅度受到 Tr_{403} 所構成的電路所限制，這樣它就能够全無噪聲，而其強度

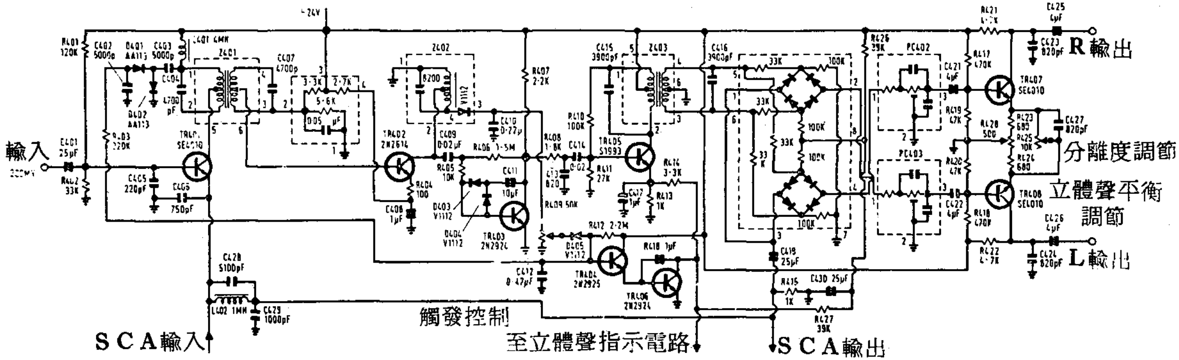


圖20—13 Fisher TFM1000 立體聲譯碼器線路

也不會受到接收訊號的質素影響很大。結果就是有極優良的分離度，甚至當接收訊號弱至不能作有用的收音時，仍不遜色。

在作單聲道廣播收音，或調諧於兩電台間之嘶聲時，單聲道——立體聲開關電路 Tr_{404}、Tr_{406} 是由來自二極管 D_{401}、D_{402} 取自噪聲或訊號之負電壓而保持截止。因此通過指示燈的電流很小，故不會燃亮。同時由於電壓降減低，P 點趨正，使 Tr_{405} 偏壓於截止而停止振盪。P 點上的電壓也通過 R_{427} 加在兩橋式檢波器上，故二極管因爲通過有小量的直流電流而變成導電，使單聲道訊號可以通過 C_{419} 而到達兩輸出端。

在作立體聲廣播接收時，領示頻率經整流後通過觸發控制器加在立體聲開關上，這正電壓抵消了由 D_{401} 及 D_{402} 所產生之負電壓，正電壓的大小決定於領示頻率的強度並由觸發控制器作調節，這控制器可調節於訊號很弱的立體聲廣播電台，即所有的立體聲電台均可被接收到，也可以調節至在較弱的立體聲電台時則變成單聲道收音以得到較佳的訊噪比。這控制器在製造時是已經預調的，故用家不能自行調節。

通過觸發控制器所接收到的正電壓使二極管導電，立體聲指示燈被燃亮，於是減低了 P 點上之電壓，使之由大約 20V 減至立體聲收音時祇有不足 1V。由是，環狀檢波二極管及 Tr_{405} 射極上之直流偏壓均被除去，使振盪出現並與領示頻率同步而得到兩聲道的分離。自解調器的輸出是經 PC_{402} 及 PC_{403} 濾波及作部份之去加重，線路上對不需的領示頻率及 38KHz 訊號的濾除處理得極爲小心，以保證能够得到完善的高音。輸出訊號於是經過 Tr_{407} 及 Tr_{408} 的輕微放大，任何殘餘的混音是受到預調分離度控制器 R_{425} 的交連所抵消。在 C_{423} 及 C_{424} 訊號受到最後的去加重及進一步將不需的超音頻衰減。

PUBLISHED & PRINTED
IN HONG KONG
H.K. $10.00